www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Jaargang 19, 1957, no. 1 Blz. 1-36 Verschenen 9 maart 1957

Philips Technisch Tijdschrift

BEHANDELENDE TECHNISCHE VRAAGSTUKKEN
SAMENHANGENDE MET DE PRODUKTEN, WERKWIJZEN EN ONDERZOEKINGEN
VAN DE N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

MEDEDELING VAN DE REDACTIE

Met ingang van de nieuwe jaargang zullen de nummers van dit tijdschrift geen maandaanduiding meer dragen. In plaats daarvan zal op de eerste pagina van ieder nummer de datum van verschijnen worden vermeld. Deze wijziging zal geen invloed hebben op de gemiddelde omvang der nummers en op het aantal nummers dat per jaargang zal worden uitgegeven.

LAAGFREQUENTIEVERSTERKERS MET DIRECT GEKOPPELDE LUIDSPREKER

door J. RODRIGUES de MIRANDA.

621.375.2.029.3

Sinds enige tijd zijn er radiotoestellen met „directe energie-overdracht" in de handel, d.z. toestellen waarin de eindbuizen de luidspreker rechtstreeks voeden, zonder tussenkomst van een uitgangstransformator. Met deze laatste is een onderdeel komen te vervallen dat niet alleen vervorming en verlies meebracht, doch dat ook vrij kostbaar was, zelfs als men er slechts matige eisen aan stelde. Door de fazeverschuiving die het introduceerde, belette het bovendien dat men ten volle profijt kon trekken van tegenkoppeling.

Een nieuwe schakeling van de laatste en de voorlaatste trap van laagfrequentieversterkers, zonder uitgangstransformator, verschilt aanzienlijk van de conventionele en kan aan veel hogere eisen voldoen. Voor de ontbrekende uitgangstransformator treden geen kostbare onderdelen in de plaats.

De kwaliteit van in de huiskamer gereproduceerde muziek kan een zeer hoog peil bereiken bij het spelen van grammofoonplaten of magnetische bandopnamen en bij ontvangst van frequentiemodulatiezenders. Willen de uitstekende eigenschappen van deze „muziekbronnen" volledig tot hun recht komen, dan moet natuurlijk de weergeefinstallatie aan hoge eisen voldoen. Er is de laatste jaren dan ook een duidelijk streven waar te nemen naar verbetering van de weergeefapparatuur. Deze bestaat in het algemeen uit één of meer luidsprekers en een laagfrequentieversterker, aangesloten resp. op een groeftaster, een opneemkop of het radiogedeelte van een frequentiemodulatie-ontvanger.

Beperken wij ons hier tot de laagfrequentieversterker en de luidspreker, dan zijn er nog drie aspecten te onderscheiden: een elektronisch, een luidsprekertechnisch en een akoestisch aspect. De beide laatste zijn in dit tijdschrift onlangs uitvoerig ter sprake gekomen in een artikel over een installatie die aan bijzonder hoge eisen voldoet [1]). In het onderstaande daarentegen valt de nadruk op de elektronische kant, dus op de ontwikkeling van nieuwe schakelingen. Zoals aanstonds zal blijken, staat deze ontwikkeling niet los van een vernieuwing op luidsprekergebied.

De eisen die men aan laagfrequentieversterkers stelt, hebben betrekking op het uitgangsvermogen, de frequentiekarakteristieken, de niet-lineaire distorsie en de inwendige weerstand.

Wat betreft de frequentiekarakteristieken, is het niet voldoende als de amplitude-frequentiekarakteristiek vlak is in het hoorbare gebied (20-18 000 Hz), aangezien dan de faze-frequentiekarakteristiek slechts over een veel beperkter gebied het juiste

[1]) G. J. Bleeksma en J. J. Schurink, Een luidsprekerinstallatie voor zeer goede weergave in de huiskamer, Philips techn. T. **18**, 308-320, 1956 (no. 10).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

verloop zou hebben; „juist verloop" betekent evenredigheid van de fazehoek met de frequentie (waarbij de evenredigheidsfactor nul kan zijn). Bij een gebrekkige fazekarakteristiek zouden plotselinge inzetten van de muziek, scherpe medeklinkers e.d. vervormd worden weergegeven [2]). Een goede fazekarakteristiek is te verkrijgen indien de amplitudekarakteristiek vlak is tot ver in het onhoorbare gebied, b.v. tot 40 kHz. De eis van een vlakke amplitudekarakteristiek neemt overigens niet weg dat men in het algemeen prijs stelt op regelbaarheid van lage en hoge tonen, bij voorkeur onafhankelijk van elkaar.

Niet-lineaire distorsie (disproportie) in een versterker is het gevolg van het niet-lineair zijn van de karakteristieken van buizen en magnetisch materiaal. Disproportie geeft aanleiding tot het ontstaan van harmonischen, die het timbre van het geluid wijzigen. Wat nog erger is: zodra twee of meer tonen tegelijk aanwezig zijn, doet disproportie ook niet-harmonischen ontstaan (intermodulatie). Daar de disproportie vanaf een bepaalde signaalsterkte snel met de amplitude toeneemt, stelt ze een grens aan het maximale uitgangsvermogen waarbij de versterker nog bevredigend werkt.

De inwendige weerstand van de eindtrap ten slotte dient laag te zijn, ten einde een sterk dempende werking uit te oefenen op de luidspreker, die een mechanische resonantie in het gebied van de zeer lage tonen heeft [3]).

Het is de taak van de ontwerper van versterkers, zo goed mogelijk te voldoen aan de eisen betreffende karakteristieken, distorsie en inwendige weerstand, bij zo laag mogelijke kostprijs. De prijs is uiteraard van veel gewicht wanneer het gaat om massaprodukten zoals radiotoestellen. Streven naar een lage prijs sluit ook in dat men een hoog rendement moet zien te bereiken, anders vervalt men in een voedingsgedeelte en eindbuizen van nodeloos groot vermogen.

Als eindbuis heeft in het algemeen de pentode de voorkeur boven de triode; de eerstgenoemde buis heeft namelijk een hoger rendement en vraagt een kleiner ingangssignaal. Bij een pentode is het rendement maximaal (theoretisch 50%) als de belastingsweerstand R_o gelijk is aan de gelijkstroomweerstand R_{ak} van de buis [$R_{ak} = V_{a(w)}/I_{a(w)}$, waarin $V_{a(w)}$ en $I_{a(w)}$ de anodespanning resp. anodestroom in het werkpunt zijn; R_{ak} moet niet verward worden met de (veel hogere) inwendige weerstand $R_i = \partial V_a/\partial I_a$ bij constante stuurroosterspanning]. Bij normale eindpentodes heeft R_{ak} een waarde van vele duizenden ohms.

Volgens de gevestigde techniek geeft men de spoel van elektrodynamische luidsprekers betrekkelijk weinig windingen van vrij dik draad. Daardoor is de impedantie (vrijwel een weerstand) laag, b.v. 7 ohm. Aanpassing van deze lage impedantie bij de veel hogere waarde van R_{ak} komt tot stand door een omlaag transformerende uitgangstransformator. Deze transformator nu is een onderdeel waarvan de constructie veel aandacht en veel materiaal vergt. Zijn spreidingszelfinductie vormt met parasitaire capaciteiten een of meer trillingskringen, die een bovenste grens aan het weergegeven frequentiegebied stellen. Deze afsnijfrequentie is des te hoger naarmate de spreiding en de windingscapaciteit kleiner zijn, dus naarmate het aantal windingen kleiner is. Een voorwaarde voor goede weergave van de lage tonen echter is een grote primaire zelfinductie, dus juist een groot aantal windingen. Een ongunstige factor is bovendien de anodegelijkstroom, die de kern voormagnetiseert.

Deze laatste moeilijkheid vervalt indien men een balans-eindtrap gebruikt; wegens het ontbreken van gelijkstroommagnetisatie kan dan het compromis tussen grote primaire zelfinductie en geringe spreiding en capaciteit gunstiger worden. Balansschakeling heeft verder nog het bekende voordeel van geringere distorsie: bij symmetrie van de schakeling treden in de uitgangsstroom geen harmonischen van even orde op. De complicaties verbonden aan het gebruik van een tweede eindbuis (met bijbehorend fazeomkerend element, dat ervoor zorgt dat de twee buizen onderling in tegenfaze worden bestuurd), maken de schakeling wel wat duurder, doch voor radiotoestellen en versterkers van de hogere prijsklassen wegen de genoemde voordelen van balansschakeling daartegen wel op.

Behalve het feit dat de uitgangstransformator het frequentiegebied aan weerszijden beperkt, heeft hij het evidente nadeel van energieverlies. Zijn rendement is vaak niet meer dan 50%, zelden meer dan 80%, afhankelijk van de hoeveelheid materiaal (dus van de kosten) die men ervoor over heeft. Ook voor de distorsie, die hij introduceert als gevolg van de niet-lineaire B-H-kromme van het ijzer, geldt dat verbetering meer materiaal kost.

Wellicht ernstiger dan dit alles is het feit dat de uitgangstransformator in de weg staat aan een ten volle profiteren van de voordelen van tegenkoppeling. Zoals men weet, kan door middel van tegenkoppeling de amplitudekarakteristiek worden verbeterd, de niet-lineaire distorsie verminderd en de inwendige weerstand verlaagd. Bevat de schakeling

[2]) Zie b.v. J. Haantjes, Het beoordelen van een versterker door middel van de sprongkarakteristiek, Philips techn. T. **6**, 193-201, 1941.

[3]) Zie het in [1]) aangehaalde artikel, blz. 319.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

echter een fazeverschuivend element — zoals een uitgangstransformator, die nog inductief of capacitief van karakter kan zijn —, dan bestaat de kans dat voor een bepaalde frequentie de beoogde tegenkoppeling ontaardt in een meekoppeling. Om instabiliteit te voorkomen, is men dan gedwongen de tegenkoppeling minder sterk te maken dan men zou wensen.

De consequentie van de opgesomde moeilijkheden is dat men vervalt in een zware en grote (dus prijzige) uitgangstransformator, tenzij men zijn eisen wat lager stelt.

Bij Philips is enige jaren geleden een andere weg gezocht. Men heeft hier namelijk getracht, het zonder uitgangstransformator te doen. Als dit lukte, zou men niet alleen de genoemde bezwaren radicaal hebben opgelost, maar ook van een duur, groot en zwaar onderdeel af zijn. Uit het volgende zal blijken dat deze pogingen succes hebben gehad.

Luidsprekers met hoge weerstand

Luidsprekerspoelen met weinig windingen van vrij dik draad hebben als voordelen dat het wikkelen vlug gaat, met weinig kans op draadbreuk, en dat de isolatie van het draad relatief weinig wikkelruimte in beslag neemt (grote vulfactor).

Het eerste onderzoek had ten doel, uit te maken hoeveel windingen van hoe dun draad nog in de beschikbare ruimte kunnen worden ondergebracht zonder dat de fabricage te moeilijk resp. de vulfactor te klein wordt. Steunend op ervaring met allerlei fijn wikkelwerk, is het de luidsprekerfabriek te Eindhoven in 1953 gelukt, spoelen van 4000 ohm in serie te fabriceren met koperdraad van 40 μ. Deze spoelen waren voorzien van een middenaftakking, zodat ze rechtstreeks konden worden opgenomen in een balansschakeling (*fig. 1*). De weerstand van 2000 ohm per spoelhelft is nog wat laag voor gewone eindbuizen, maar is een bruikbare waarde voor de buis UL 41, die een vrij lage gelijkstroomweerstand heeft [4]). Nadat zowel de directe proeven als de levensduurproeven bevredigend waren gebleken, is een deel van de produktie van het radiotoestel BX 521 U met zulk een luidspreker gefabriceerd, zodat op grotere schaal praktijkervaring kon worden opgedaan. Daarbij hebben zich geen klachten over de luidsprekers voorgedaan. Opvallend bij dit toestel was de fraaiere weergave van de lage tonen.

[4]) Buizen van de U-serie zijn bestemd voor toestellen zonder nettransformator. Daarin is de anodespanning laag (100 tot 170 V), zodat de U-eindbuizen, om het nodige vermogen te kunnen geven, gedimensioneerd moeten zijn voor een grote stroom. Daardoor hebben zij een lage gelijkstroomweerstand R_{ak}.

Overigens was deze oplossing niet zonder nadeel. De eindbuizen werken hier in „klasse A", d.w.z. met grote anodegelijkstroom. Deze stroom loopt door de luidsprekerspoel, die een hoge weerstand heeft. Er treedt dus in de spoel een aanzienlijk spanningsverlies op (veel groter dan in een uitgangstransformator), en ook een grote warmteontwikkeling. Bij een nieuwe, hieronder besproken, schakeling zijn deze bezwaren geheel vervallen.

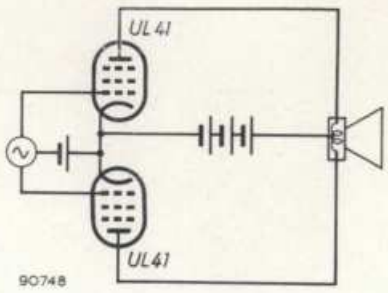


Fig. 1. Eindtrap met twee pentodes UL 41 en een luidspreker (type 9754) zonder uitgangstransformator. De weerstand van de luidsprekerspoel is 2×2000 ohm.

De seriebalansschakeling

In *fig. 2a* is een normale balansschakeling getekend. Elk van de buizen is ingesteld op een ruststroom $I_{a(w)}$; de voedingsbron, met spanning V_b, levert dus het vermogen $2V_bI_{a(w)}$. Fig. 2*b* toont een iets gewijzigde schakeling, waarbij elke buis weer de voedingsspanning V_b en de stroom $I_{a(w)}$ heeft. Het totale gelijkstroomvermogen is hier dus eveneens $2V_bI_{a(w)}$. Als in beide gevallen de belastingsweerstanden R_o dezelfde zijn, is het rendement ook hetzelfde en kan de schakeling van fig. 2*b* in totaal dus een even groot wisselstroomvermogen leveren als die van fig. 2*a*.

Dit laatste blijft waar als men in fig. 2*b* de verbindingen PP' en QQ' maakt. De twee weerstanden R_o komen dan parallel te staan en kunnen dus vervangen worden door één weerstand $\frac{1}{2}R_o$ (fig. 2*c*), d.i. $^1/_4$ van de totale weerstand $2R_o$ die in fig. 2*a* aanwezig is. Bij gelijke instelling van de buizen is de weerstand $\frac{1}{2}R_o$ vrij van gelijkstroom; de gelijkstroom $I_{a(w)}$ loopt alleen rond in de keten gevormd door de voedingsbron (spanning $2V_b$) en de serieschakeling van de twee buizen. Vandaar dat men spreekt van seriebalansschakeling (de normale balansschakeling, fig. 2*a*, zou men naar analogie parallelbalansschakeling kunnen noemen).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

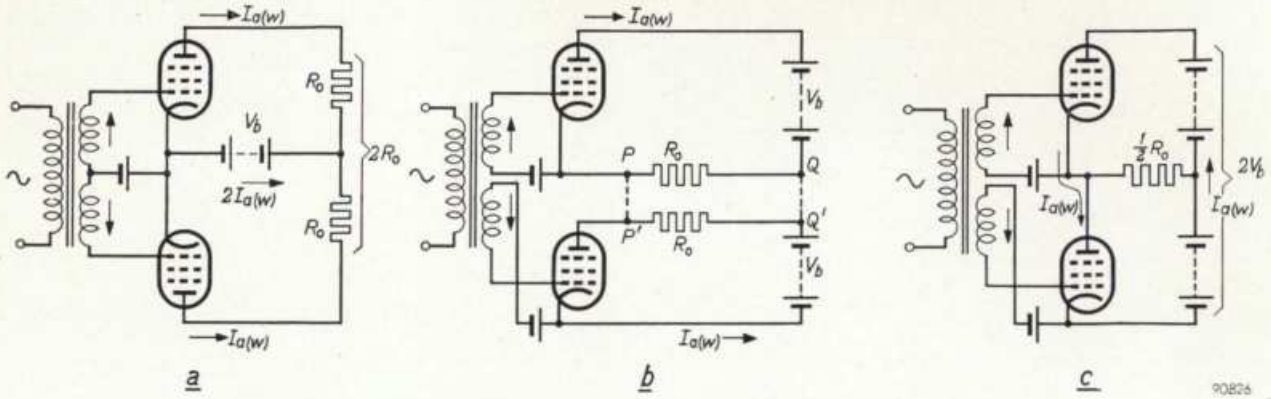


Fig. 2. *a*) Normale balansschakeling. *b*) Schakeling die elektrisch gelijkwaardig is met (*a*). Als men P met P' verbindt en Q met Q', ontstaat de seriebalansschakeling (*c*), die aanpassing geeft bij een 4 maal zo lage belastingsweerstand ($\frac{1}{4}R_o$ in plaats van $2R_o$) en waarbij geen gelijkstroom door de belasting loopt.

De seriebalansschakeling heeft in 1951 onder de naam „single-ended push-pull circuit" meer bekendheid verworven [5]). Het zal duidelijk zijn dat deze schakeling zeer goed in het kader van de „directe energie-overdracht" past: ze vraagt een 4 maal zo lage belastingsimpedantie als de normale balansschakeling, en doordat de belasting vrij van gelijkstroom is, vervallen de bezwaren van het spanningsverlies en de warmteontwikkeling in de luidsprekerspoel. Bovendien behoeft deze geen middenaftakking meer te hebben, wat een vereenvoudiging in de fabricage betekent. Ook de middenaftakking op de voedingsbron kan men overbodig maken, b.v. door de luidspreker L, in serie met een condensator C_0 van voldoend grote capaciteit, te schakelen volgens *fig. 3*. Een andere methode komt straks nog ter sprake.

Hiermee is in hoofdzaken de schakeling verkregen die de laatste jaren meer en meer in de Philips toestellen wordt toegepast. Er is hiervoor een nieuwe eindpentode ontwikkeld (type EL 86), die bij lage anodespanning en grote anodestroom kan werken [6]); bij de maximale anodedissipatie is de gelijkstroomweerstand R_{ak} slechts 1600 ohm. Daarbij behoort dus een luidsprekerweerstand van 800 ohm, een waarde die in de fabricage geen moeilijkheden geeft. Een seriebalansschakeling met twee buizen EL 86 kan een wisselstroomvermogen van max. 10 W leveren; voor 10 tot 20 W kan men aan elke kant twee buizen EL 86 parallelschakelen; de belastingsweerstand dient dan 400 ohm te bedragen, wat men kan verkrijgen door één luidspreker van 400 ohm te gebruiken of twee luidsprekers van 800 ohm parallel te schakelen. Vrijwel alle Philips luidsprekers met een conusmiddellijn van 12,5 cm en groter zijn thans verkrijgbaar in uitvoeringen met 400 of 800 ohm [7]).

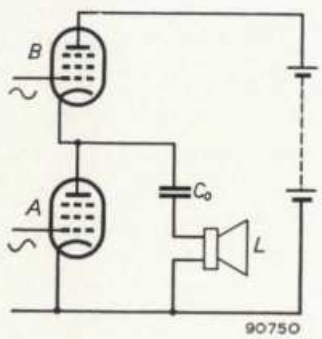


Fig. 3. Seriebalansschakeling met twee pentodes A, B (EL 86), waarbij geen middenaftakking op de voedingsbron nodig is. In serie met de luidspreker L staat een condensator C_0 met grote capaciteit.

Uit onderstaande vereenvoudigde beschouwing volgen de betrekkingen tussen de belastingsweerstand R_o, het uitgangsvermogen P_o en het te kiezen werkpunt $V_{a(w)}$, $I_{a(w)}$.

In *fig. 4* is fig. 3 overgetekend met toevoeging van stroom- en spanningsaanduidingen. De belastingsweerstand is R_o genoemd; de reactantie van C_0 is verwaarloosd. *Fig. 5* geeft geschematiseerd twee I_a-V_a-karakteristieken van de gebruikte pentodes. De ene karakteristiek geldt voor de stuurroosterspanning $V_{g1} = 0$, de andere voor een zodanige V_{g1} dat $I_{a(w)}$ half zo groot is. Voorts is de werklijn XY getekend, die door de „knie" van de bovenste karakteristiek gaat en met de

[5]) A. Peterson en D. B. Sinclair, A single-ended push-pull audio amplifier, Proc. Inst. Rad. Engrs. **40**, 7-11, jan. 1952.

[6]) Zoals onlangs in dit tijdschrift is betoogd (K. Rodenhuis e.a., Philips techn. T. **18**, 150, 1956, no. 5-6), is zulk een instelling gunstiger voor de levensduur van de buis dan een instelling die dezelfde dissipatie geeft bij hogere spanning en kleinere stroom.

[7]) Luidsprekers met 800 ohm zijn kenbaar aan de letter A, die met 400 ohm aan de letter B achter het typenummer, b.v. 9710 A, 9766 BM; de letter M duidt aan dat het een dubbelconusluidspreker is (zie J. J. Schurink, Philips techn. T. **16**, 289-298, 1954, of het in [1]) aangehaalde artikel, blz. 309).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

V_a-as een hoek α maakt zodanig dat cotg $\alpha = 2R_o$; deze werklijn is de gunstigste. Hij snijdt de V_a-as in het punt Y, dat correspondeert met de spanning $2V_b$ van de voedingsbron.

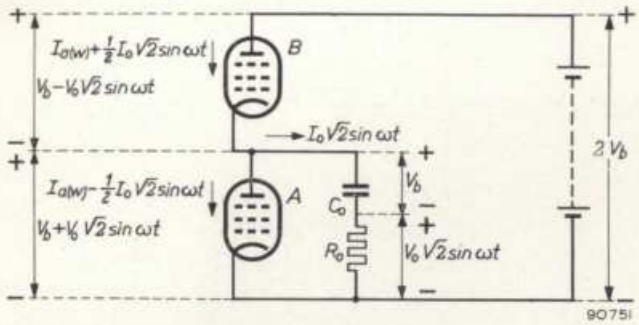


Fig. 4. Schakeling van fig. 3 met aanduiding van stromen en spanningen. In plaats van de luidspreker is een belastingsweerstand R_o getekend.

Het werkpunt is W. Men ziet dat tevens geldt: cotg $\alpha = [2V_b - V_{a(w)}]/I_{a(w)}$; verwaarlozen we de zg. kniespanning $V_{a_{min}}$, waarbeneden V_a niet mag dalen, dan is $2V_b = 2V_{a(w)}$, dus cotg $\alpha = V_{a(w)}/I_{a(w)}$. Bij definitie is cotg $\alpha = 2R_o$ en $V_{a(w)}/I_{a(w)} = R_{ak}$, zodat aan de aanpassingsvoorwaarde is voldaan.

Voor de wisselstroom I_o en de wisselspanning V_o (effectieve waarden) geldt:

$$I_o = \sqrt{P_o/R_o}, \quad V_o = \sqrt{P_o R_o}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Elk van de buizen levert de helft van I_o. De buisstromen zijn $I_{a(w)} \pm \frac{1}{2}I_o\sqrt{2}\sin\omega t$ (zie fig. 4). Bij uitsturing (maximaal signaal) wordt de gehele werklijn XY doorlopen en zwaait I_a van nul tot $2I_{a(w)}$. Dan is

$$I_{a(w)} = \tfrac{1}{2}I_o\sqrt{2}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

V_a zwaait van $V_{a_{min}}$ (ongeveer nul) tot $2V_b$, zodat

$$V_{a(w)} = V_o\sqrt{2}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Voor de spanning $2V_b$ van de voedingsbron geldt dus:

$$2V_b = 2V_{a(w)} = 2V_o\sqrt{2}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

Het vermogen P_b dat de bron levert, is

$$P_b = 2V_b I_{a(w)} = 2V_o\sqrt{2} \times \tfrac{1}{2}I_o\sqrt{2} = 2V_o I_o = 2P_o,$$

waarin men bevestigd ziet dat het rendement 50% is.

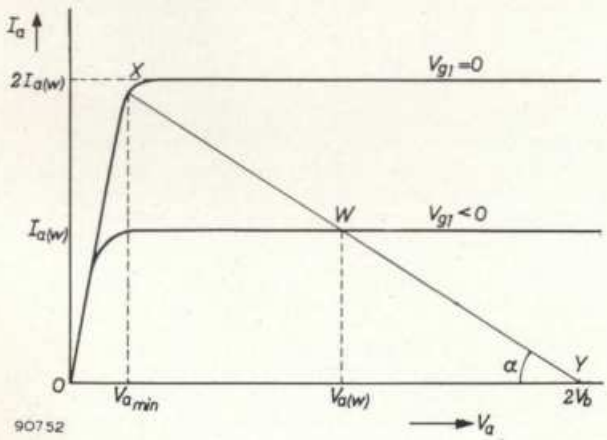


Fig. 5. Geïdealiseerde pentodekarakteristieken en werklijn XY. Het werkpunt is W.

Bij afwezigheid van een signaal levert de voedingsbron hetzelfde vermogen $P_b = 2P_o$, dat nu echter geheel in de buizen wordt gedissipeerd, in elke buis dus een vermogen $P_o = V_b I_{a(w)}$ (wat twee maal zo veel is als bij uitsturing). Men ziet hieruit dat het maximale wisselstroomvermogen dat de schakeling mag leveren, gelijk is aan de maximale anodedissipatie bij afwezigheid van een signaal. Deze grootheid is een gegeven van de buis, 12 W bij de EL 86. Wegens de ingevoerde benaderingen is P_o in werkelijkheid wat kleiner, namelijk 10 W.

Voor $P_o = 10$ W, $R_o = 800$ ohm, is volgens (1): $I_o = 112$ mA, $V_o = 90$ V. De instelling van de buis volgt nu uit (2) en (3):

$$I_{a(w)} = 79 \text{ mA}, \quad V_{a(w)} = 127 \text{ V}.$$

De voedingsspanning moet volgens (4) bedragen: $2V_b = 254$ V, welk bedrag nog vermeerderd moet worden met $2V_{a_{min}}$ (en, indien de negatieve roosterspanning van de buis A in fig. 4 wordt opgewekt in een katodeweerstand, ook nog met $|V_{g1}|$).

Voor vermogens P_o kleiner dan 10 W kan men instellen op een kleinere ruststroom bij evenredig lagere voedingsspanning. De berekening van het werkpunt gaat geheel als boven.

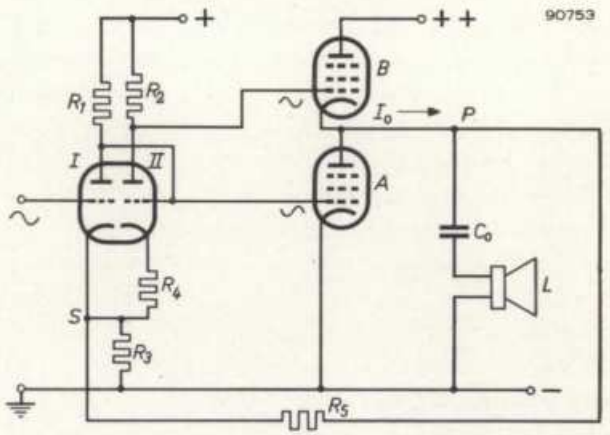


Fig. 6. I-II dubbele triode ECC 83. A, B pentodes EL 86 in seriebalansschakeling. De voortrap, met triode I, bestuurt de eindbuis A en ook de fazeomkeerbuis II, die de stuurspanning voor B levert. (Voor het begrip niet essentiële onderdelen, zoals koppelcondensatoren, zijn niet getekend.)

Via de katodeweerstand R_3, gemeenschappelijk aan I en II, ontstaat positieve terugkoppeling in de voorversterk-omkeertrap. Negatieve terugkoppeling, van P naar S, wordt verkregen via R_5.

Het te versterken signaal bestaat in het algemeen uit één wisselspanning ten opzichte van aarde. Voor een balansschakeling heeft men echter, om de buizen in tegenfaze te besturen, twee stuurspanningen nodig. Men zou deze kunnen verkrijgen door middel van een transformator met twee secundaire wikkelingen, zoals getekend in fig. 2*a* voor de gewone balans- en in fig. 2*c* voor de seriebalansschakeling. Reeds lang echter geeft men bij de gewone balansschakeling de voorkeur aan fazeomkering door middel van een buis (fazeomkeerbuis). Ook bij de seriebalansschakeling kan men voor dit doel van een buis gebruik maken, zoals *fig. 6* laat zien. Sectie I van een dubbele triode

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

ECC 83 fungeert hier als versterker en werkt op het stuurrooster van de eindbuis A (koppelcondensatoren zijn hier duidelijkheidshalve niet getekend), en ook op het rooster van sectie II. Aan de anode van II verschijnt het signaal met tegengestelde faze (en, dank zij geschikte keuze van weerstanden, onveranderd in amplitude), zodat met dit signaal de eindbuis B kan worden bestuurd.

Tegenkoppeling

Zoals al werd opgemerkt, bestaat een van de voordelen die het werken zonder uitgangstransformator biedt, in de grote vrijheid van tegenkoppelen. Men kan zelfs zonder gevaar van instabiliteit bepaalde combinaties van tegenkoppeling en meekoppeling maken en daarmee, zoals wij direct zullen aantonen, een bijzonder ver gaande vermindering van de distorsie verkrijgen. Zo is in de schakeling van fig. 6 [8]) een tegenkoppeling aanwezig doordat een deel van de uitgangsstroom I_o (die evenredig met de uitgangsspanning is) via de weerstand R_5 door de katodeweerstand R_3 wordt geleid; tegelijk is er meekoppeling in de voortrap, doordat I en II de weerstand R_3 als gemeenschappelijke katodeweerstand hebben.

Het effect van gecombineerde mee- en tegenkoppeling zullen wij duidelijk maken met behulp van een geval dat eenvoudiger is dan dat van fig. 6. In *fig. 7* stellen A_1 en A_2 twee in cascade geschakelde versterkers voor, b.v. een voortrap en een eindtrap. De versterkingen noemen wij ook A_1 resp. A_2. Van het uitgangssignaal V_1 van A_1 wordt het gedeelte B_1V_1 teruggekoppeld naar de ingang van A_1, en van het uitgangssignaal V_o van A_2 wordt het gedeelte B_2V_o eveneens teruggekoppeld naar de ingang van A_1. Is V_i het te versterken signaal, dan geldt:

$$V_1 = A_1(V_i + B_1V_1 + B_2V_o)$$

en

$$V_o = A_2V_1.$$

Hieruit volgt voor de totale versterking A:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_1A_2}{1-A_1B_1-A_1A_2B_2} = \frac{A_1A_2}{N},$$

als $$N = 1-A_1B_1-A_1A_2B_2.$$

Op analoge wijze vindt men voor de totale distorsie D, als D_1 resp. D_2 de distorsie van de afzonderlijke versterkers is:

$$D = \frac{1}{N}D_1 + \frac{1-A_1B_1}{N}D_2 + \frac{1-A_1B_1}{N}D_1D_2.$$

Men ziet dat er iets bijzonders gebeurt wanneer men $A_1B_1 = 1$ maakt: dan reduceert D zich tot D_1/N, d.w.z. de distorsie van versterker A_2 draagt in het geheel niet meer tot de totale distorsie bij.

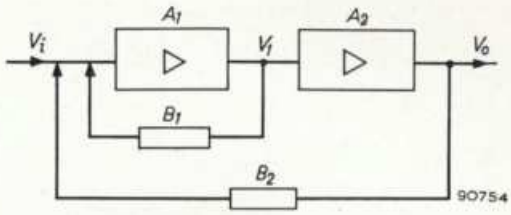


Fig. 7. Cascadeschakeling van twee versterkers, A_1 en A_2, waarvan A_1 in zichzelf is teruggekoppeld via de weg B_1, en het geheel is teruggekoppeld via B_2.

De resterende distorsie, D_1/N, is bepaald door de meestal toch al geringe distorsie D_1 van de eerste versterker en door de grootheid N, die bij $A_1B_1 = 1$ overgaat in $-A_1A_2B_2$; in absolute waarde kan $A_1A_2B_2$ aanzienlijk groter dan 1 zijn, en dan is dus de totale distorsie D zelfs nog veel kleiner dan D_1. De totale versterking A wordt in absolute waarde gelijk aan $1/B_2$ (dus onafhankelijk van A_2).

De voorwaarde $A_1B_1 = 1$ kan voor een groot frequentiegebied worden vervuld indien A_1 en B_1 in dat gebied reëel zijn, d.w.z. indien de versterker A_1 en de terugkoppelweg B_1 geen fazeverschuivende elementen bevatten. In een voortrap is dit zonder moeite met goede benadering realiseerbaar. Het vervuld zijn van de voorwaarde betekent dat de versterker A_1 een zodanige positieve terugkoppeling B_1 heeft dat hij op de rand van genereren staat. Dit behoeft echter niet te betekenen dat de combinatie A_1-B_1-A_2-B_2 (fig. 7) labiel is: zijn de tweede versterker en zijn terugkoppelweg vrij van elementen die ongunstige fazeverschuivingen veroorzaken, dan kan men, door de terugkoppeling B_2 negatief te maken, de gehele schakeling stabiel houden. Een uitgangstransformator nu is een element dat onvermijdelijk dusdanige fazeverschuivingen teweegbrengt dat de stabiliteit in gevaar komt [9]). Pas door het overbodig worden van deze transformator zijn schakelingen van het bedoelde type realiseerbaar geworden.

---

[8]) Afkomstig van E. H. Nielsen, destijds verbonden aan het laboratorium van de Philipsfabriek te Kopenhagen.

[9]) Wel kan men de uitgangstransformator buiten de terugkoppelweg B_2 houden (zie b.v. fig. 6 van het in [5]) aangehaalde artikel), maar dan blijft de distorsie die hij introduceert, onverminderd in het uitgangssignaal bestaan, en bovendien kan de tegenkoppeling toch niet ver worden opgevoerd wegens de fazeverschuiving tussen de primaire spanning en de primaire stroom.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Uitvoeringsvoorbeelden

Laagfrequentieversterker voor een radiotoestel

Fig. 8 geeft het schema van fig. 6 in verder uitgewerkte vorm, zoals het in een radiotoestel kan worden gebruikt. Men heeft hier de tegenkoppelweerstand R_5 van fig. 6 vervangen door twee netwerken, C_1-R_6-R_7 en C_2-R_8-R_9. Hierin zijn de klankregelaars opgenomen: R_6 voor de lage, R_9 voor de hoge tonen.

Lage tonen. De condensator C_1 vermindert de tegenkoppeling voor de lage frequenties, zodat deze relatief meer worden versterkt. Dit is in een radiotoestel wenselijk, o.a. ter compensatie van het afnemen der straling van de luidspreker wanneer de frequentie lager is dan die waarbij de kast nog een voldoend groot klankscherm vormt. Bij een kast van gemiddelde grootte begint deze afneming bij dalende frequentie (6 dB per octaaf) al bij omstreeks 1000 Hz. Naar behoefte kan men de werking van C_1 verminderen (dus de lage tonen verzwakken) door de weerstand R_6 te verlagen. De vaste weerstand R_7 zorgt ervoor dat de tegenkoppeling niet al te sterk kan worden.

Hoge tonen. De waarden van C_2 en R_8 zijn zo gekozen dat door deze tak in hoofdzaak de componenten met de hogere audiofrequenties lopen. Schuift men het glijcontact op R_9 in fig. 8 naar rechts, dan komt een groter deel van R_9 met deze tak in serie te staan, de tegenkoppeling neemt af, en de hoge tonen worden dus sterker.

Zoals gebruikelijk in vele Philips toestellen, is zg. fysiologische sterkteregeling toegepast: de sterkteregelaar R_{10} is voorzien van de takken R_{11}-C_3 en R_{12}-C_4, die ervoor zorgen dat bij vermindering van de geluidssterkte de lage tonen relatief minder worden verzwakt. Aldus wordt tegemoet gekomen aan de eigenschap van het oor dat bij vermindering van de geluidssterkte een steeds groter deel van het lagetonengebied beneden de gehoordrempel komt te liggen.

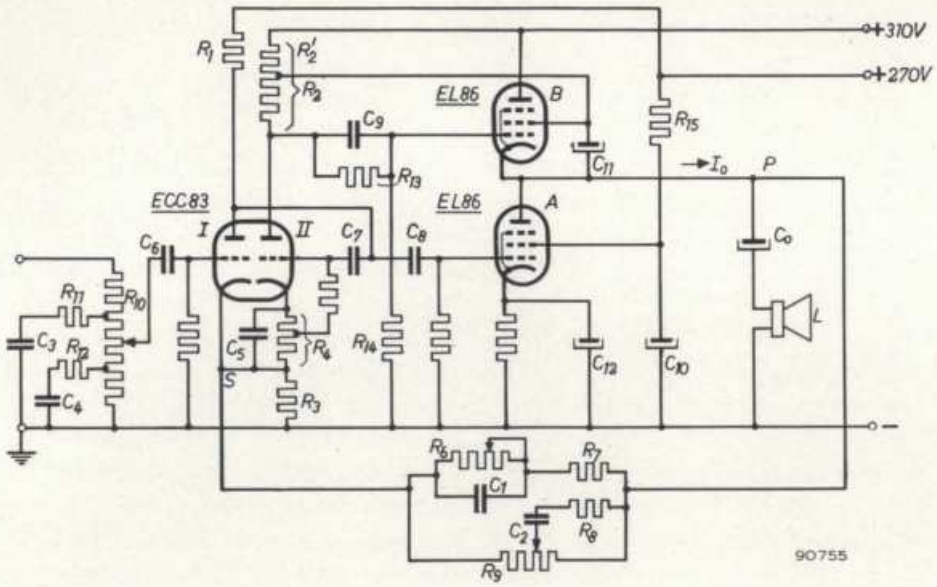


Fig. 8. Het schema van fig. 6 in verder uitgewerkte vorm. In plaats van de tegenkoppelweerstand R_5 zijn hier de netwerken C_1-R_6-R_7 en C_2-R_8-R_9 opgenomen; R_6 regelaar voor de lage, R_9 voor de hoge tonen. R_{10} sterkteregelaar met takken R_{11}-C_3 en R_{12}-C_4 voor „fysiologische sterkteregeling". C_5 vermindert de tegenkoppeling door R_4 voor de hoge audiofrequenties. C_6, C_7, C_8, C_9 koppelcondensatoren. Spanningsdeler R_2-R_{13}-R_{14} zorgt voor de juiste voorspanning op het stuurrooster van eindbuis B. Het schermrooster van eindbuis A wordt gevoed via de weerstand R_{15}, het schermrooster van B vanuit een aftakking op R_2 (voor andere methodes van schermroostervoeding, zie fig. 11 en 12).

Aan de hoge kant van het audiospectrum neemt de versterking af als gevolg van de anodecapaciteit van de eindbuizen en van het Miller-effect (terugwerking van anode op stuurrooster). Ter compensatie hiervan is de katodeweerstand R_4 van de fazeomkeerbuis II overbrugd met een condensator C_5. Deze verzwakt de tegenkoppeling in de fazeomkeertrap — vergroot dus de versterking —, en wel des te meer naarmate de frequentie hoger is.

Een indruk van de resultaten die met een versterker volgens de beschreven schakeling zijn bereikt, krijgt men uit *fig. 9* en *fig. 10*. De eerste geeft de distorsie als functie van het afgegeven vermogen bij de frequenties 90, 1000 en 8000 Hz, en fig. 10 geeft de amplitude-frequentiekarakteris-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

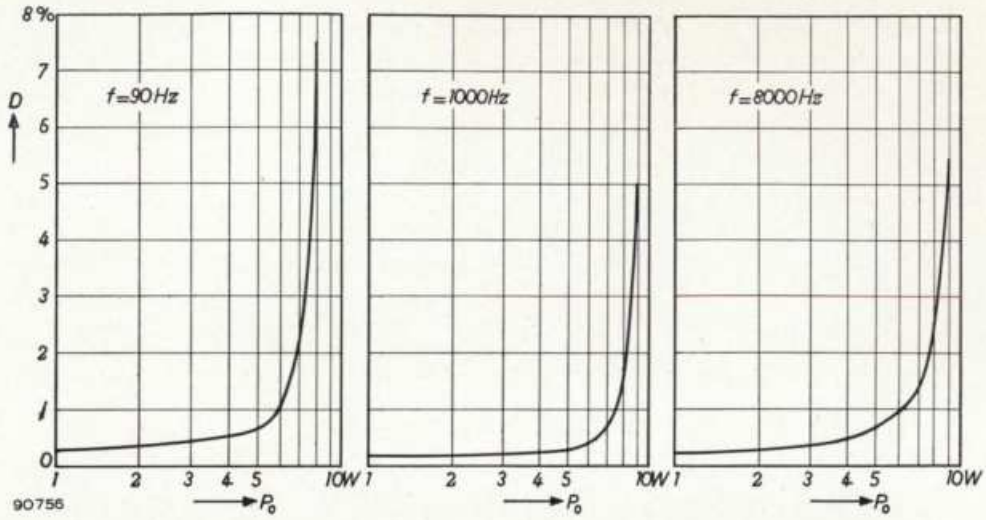


Fig. 9. Distorsie D, gemeten aan een versterker volgens fig. 8, als functie van het afgegeven vermogen P_o, bij de frequenties $f = 90, 1000$ en 8000 Hz. Beide klankregelaars op maximum.

tiek, beide voor de stand „maximum" van de klankregelaars. Fig. 10 toont de ten opzichte van het middengebied „opgehaalde" lage en hoge tonen, zoals voor een radiotoestel wenselijk is.

Als maat voor de gevoeligheid van een versterker neemt men gewoonlijk de ingangsspanning die nodig is om het uitgangsvermogen 50 mW te doen bedragen, bij de frequentie 1000 Hz. Deze spanning is hier 24 mV, een normale waarde voor het laagfrequentiegedeelte van een radiotoestel.

De tegenkoppeling reduceert de inwendige weerstand van de eindtrap tot ca. 20 ohm, een waarde die laag is in vergelijking met de belastingsweerstand (800 ohm). Dit is gunstig voor een gelijkmatige weergave van de zeer lage tonen (demping van de luidsprekerresonantie).

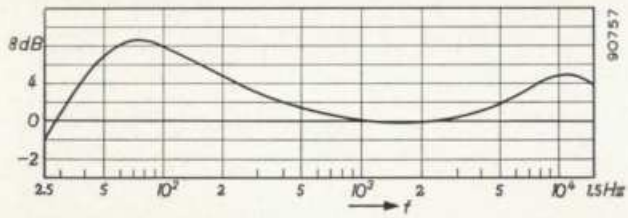


Fig. 10. Uitgangsspanning bij constante ingangsspanning, gemeten aan een versterker volgens fig. 8 bij belasting op een weerstand van 800 ohm, als functie van de frequentie f. Beide klankregelaars op maximum. De toppen bij lage en hoge tonen zijn wenselijk voor de laagfrequentieversterker van een radiotoestel.

Een kwestie die bij de seriebalansschakeling enige aandacht vraagt, is de voeding van de schermroosters der eindbuizen.

Het schermrooster moet een gelijkspanning hebben ongeveer even groot als de anodegelijkspanning, terwijl tussen schermrooster en katode geen wisselspanning mag staan.

Wij gaan eerst na hoe dit ideaal kan worden benaderd bij de eindbuis A (fig. 8). Hier wordt het schermrooster gevoed over de weerstand R_{15}, terwijl de elektrolytische condensator C_{10} (in serie met C_{12}) een lage impedantie tussen schermrooster en katode vormt. De schermroosterstroom (ca. 5 mA) maakt slechts een klein deel van de gemiddelde katodestroom uit. Deze fractie is niet constant, ze neemt toe met de amplitude van het signaal op het stuurrooster. De gemiddelde waarde van de schermroosterstroom schommelt dus met de signaalsterkte, zodat de aanwezigheid van de serieweerstand R_{15} de schermroosterspanning doet meefluctueren: hoe sterker het signaal, des te lager de schermroosterspanning. Dit verschijnsel verkleint het vermogen dat de buis kan leveren. Om dit euvel te beperken, moet men de weerstand R_{15} zo laag mogelijk houden, dus het schermrooster voeden vanuit een bron waarvan de spanning zo weinig mogelijk hoger is dan noodzakelijk. Om deze reden wordt het in fig. 8 niet gevoed uit de bron van 310 V, maar uit die van 270 V (die ook de buishelft I en het hoogfrequentiegedeelte van het radiotoestel voedt). Beter nog zou voeding met een vaste spanning van ca. 155 V zijn. Deze nu kan men op bijzonder eenvoudige wijze verkrijgen indien de spanning van 310 V wordt opgewekt door een gelijkrichter in Graetz-schakeling (*fig. 11*): maakt men op de transformatorwikkeling een middenaftakking, dan kan men daar de halve gelijkspanning afnemen.

Nu de eindbuis B (fig. 8). De anode heeft hier een vaste potentiaal, terwijl op de katode de uitgangswisselspanning staat. Verbond men het schermrooster rechtstreeks met de anode, dan zou de luidspreker vrijwel kortgesloten zijn via de condensator

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

C_{11} en de voedingsbron. Er moet hier dus altijd een zekere impedantie tussen schermrooster en anode aanwezig zijn (als men tenminste niet wil vervallen in een afzonderlijke voedingsbron voor dit schermrooster). Deze impedantie moet hoog zijn ten opzichte van de luidsprekerimpedantie (waaraan ze

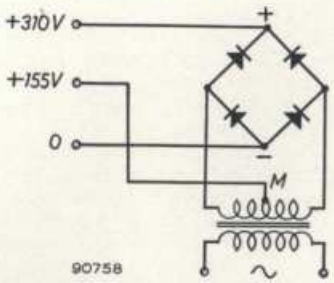


Fig. 11. Gelijkrichter in Graetz-schakeling. Aan de middenaftakking M op de transformatorwikkeling kan men de halve gelijkspanning afnemen. Hiervan kan men gebruik maken voor de voeding van het schermrooster van buis A in fig. 8.

immers parallel staat), anderzijds geen hoge gelijkstroomweerstand hebben, anders zou de schermroosterspanning te ver beneden de anodespanning komen te liggen en bovendien te veel afhankelijk worden van de signaalsterkte (zie boven). In sommige opzichten heeft een smoorspoel hier voordelen boven een weerstand, maar daarmee zou men weer een fazeverschuivend element introduceren. In fig. 8 is een compromis tussen een niet te hoge en een niet te lage weerstand getroffen door het schermrooster te verbinden met een geschikt gekozen aftakking op de anodeweerstand R_2 van de fazeomkeerbuis.

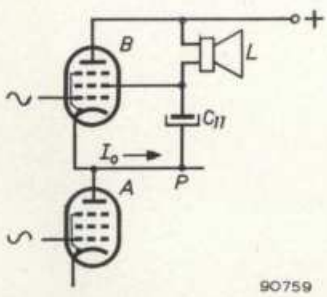


Fig. 12. Voeding van het schermrooster van buis B in fig. 8 via de luidspreker L. De uitgangsstroom I_o (verminderd met de tegenkoppelstroom) loopt door C_{11} en L.

Een elegantere oplossing toont *fig. 12*. Hier is de luidspreker tussen het schermrooster en de anode geschakeld. De uitgangswisselstroom I_o loopt zonder verlies (afgezien van het deel dat voor tegenkoppeling dient) via C_{11} door de luidspreker. De condensator C_0 komt te vervallen. Dat door de luidspreker ook de schermroosterstroom loopt, is geen bezwaar.

Geperfectioneerde schakeling

Men zal wellicht hebben opgemerkt dat in fig. 8 — waaruit de uitgangstransformator met zijn fazeverschuiving was verbannen — toch weer fazeverschuivende elementen zijn binnengehaald, namelijk de klankregelnetwerken in de terugkoppelketen. In principe is zulk een oplossing inderdaad niet ideaal. Dat ze toch wordt toegepast, heeft als reden dat men er een trap voorversterking mee uitspaart (het extra versterken van lage en hoge tonen is hier immers bereikt door vermindering van tegenkoppeling), en zelfs bij de zwakste tegenkoppeling is de distorsie altijd nog aanzienlijk kleiner dan die in een normale schakeling met een gemiddelde uitgangstransformator.

Streeft men naar uiterste perfectie, dan dient men de tegenkoppeling vrij te houden van fazeverschuiving en de klankregeling te doen geschieden in een vóór de buis I geplaatste extratrap. Aan een aldus uitgevoerde versterker zijn de volgende distorsiecijfers gemeten:

Uitgangsvermogen (in W)	10,4	9,25	4	1
Distorsie (in %)	0,30	0,11	0,05	0,03

Om bij deze meting een ingangssignaal te krijgen dat zelf voldoende vrij van distorsie is, moet men tussen de toongenerator en de versterker een filter opnemen. De harmonischen in het uitgangssignaal van de versterker worden gemeten met een zg. wave analyser, waarmee men de harmonischen één voor één bepaalt.

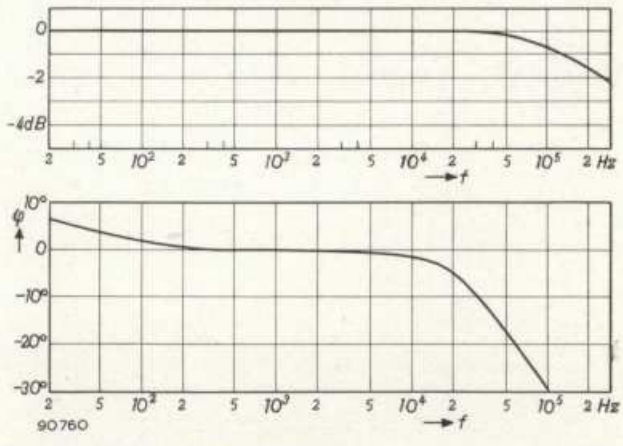


Fig. 13. Amplitudekarakteristiek (boven) en fazekarakteristiek (beneden) van een geperfectioneerde versterker met seriebalansschakeling.

Fig. 13 toont de amplitude- en de fazekarakteristiek van deze versterker als functie van de frequentie. Men ziet dat de versterking pas bij 250 kHz, dus ver in het ultrasone gebied, 3 dB is afgenomen, en dat de fazeverschuiving in het hoorbare gebied

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

niet meer dan enige graden bedraagt. Bij 10 W uitgangsvermogen bedraagt het rendement van deze eindtrap ruim 42%, wat een zeer bevredigende waarde is. De enige weerstandswaarde die kritisch is, is die van de katodeweerstand van de fazeomkeerbuis (R_4), welke binnen 2% nauwkeurig moet zijn; alle andere weerstandswaarden mogen 10% van de nominale waarde afwijken.

Met deze twee voorbeelden willen wij hier volstaan. Alleen zij nog vermeld dat ook in vele andere gevallen de verscheidenheid van de thans geopende tegenkoppelingsmogelijkheden welkom zal zijn: ze veroorlooft de realisatie van allerlei bijzondere schakelingen, wat tot dusverre door de uitgangstransformator werd belet.

Samenvatting. De lage weerstand van de gebruikelijke spoelen van elektrodynamische luidsprekers vraagt een transformator ter aanpassing bij de veel hogere gelijkstroomweerstand van de eindpentodes. Deze uitgangstransformator is een onderdeel met vele nadelen: hij begrenst het weergegeven audiospectrum aan beide kanten, veroorzaakt energieverlies, introduceert vervorming en belet, door de fazeverschuiving die hij teweegbrengt, dat van de gunstige uitwerking van tegenkoppeling ten volle kan worden geprofiteerd. Een transformator waarbij deze nadelen binnen redelijke perken zijn gehouden, is onvermijdelijk een zwaar, groot en prijzig onderdeel.

In 1953 heeft Philips luidsprekers gefabriceerd met een spoel van 2 × 2000 ohm, die zonder uitgangstransformator kon worden opgenomen in een normale balansschakeling met twee pentodes UL 41. Beter voor zulk een „directe energie-overdracht" leent zich de seriebalansschakeling („single-ended push-pull circuit"): de belasting (luidspreker) kan hier een 4 maal zo lage weerstand hebben als bij de gewone balansschakeling en is vrij van gelijkstroom. Dit heeft geleid tot de ontwikkeling van de eindpentode EL 86 met een gelijkstroomweerstand van 1600 ohm bij volle belasting, en van bijbehorende luidsprekers met 800 en 400 ohm. Twee buizen EL 86 in seriebalansschakeling kunnen 10 W leveren.

De afwezigheid van een uitgangstransformator maakt schakelingen realiseerbaar waarbij de voortrap in zichzelf is meegekoppeld tot de rand van genereren, en de voortrap en de eindtrap samen zijn tegengekoppeld. Zulk een schakeling is volkomen stabiel. De totale distorsie is slechts een fractie van de distorsie van de voortrap en onafhankelijk van de distorsie in de eindtrap. Besproken worden twee uitvoeringsvoorbeelden, met klankregeling in de tegenkoppeling resp. in een afzonderlijke voortrap. In het laatste geval is de distorsie bij 10 W slechts 0,30 %; de amplitudekarakteristiek is pas bij 250 kHz, dus ver in het ultrasone gebied, 3 dB gedaald, waardoor de fazekarakteristiek in het hoorbare gebied geen afwijkingen groter dan enige graden vertoont.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

APPARATUUR VOOR HET ZICHTBAAR MAKEN VAN COMPLEXE DIAGRAMMEN BIJ VARIËRENDE FREQUENTIE

621.317.34:621.317.755

In vele gevallen wil men van een complexe fysische grootheid het verloop in een bepaald frequentiegebied nauwkeurig kennen, b.v.:

1) de complexe verhouding van de ingangsspanning of -stroom tot de uitgangsspanning of -stroom van elektrische vierpolen zoals versterkers, bandfilters, transistors, enz. (het polaire faze-amplitudediagram van Nyquist [1]));
2) de complexe verhouding van de ingangsspanning tot de ingangsstroom (of omgekeerd) aan een klemmenpaar van een elektrische of elektromechanische twee- of veelpool.

Als voorbeeld van een elektromechanische vierpool noemen wij elektro-akoestische energie-omzetters, zoals de piëzo-elektrische en de piëzomagnetische trillers [2]), waarvan men het gedrag vooral in de buurt van hun mechanische resonanties wil bestuderen.

Om vooral snel, maar voor de meeste doeleinden toch voldoende nauwkeurig, de genoemde complexe grootheden bij verschillende frequenties te bepalen, hebben wij een apparatuur ontwikkeld waarmee het complexe vectordiagram voor een instelbaar frequentiegebied automatisch wordt zichtbaar gemaakt op een katodestraalbuis [3]), i.c. een grote televisieweergeefbuis. Ter bepaling van het complexe impedantie- of admittantiediagram van b.v. een ultrasone piëzotriller was men tot dusverre aangewezen op een brugmethode, waarmee het diagram alleen punt voor punt kon worden opgenomen. Dit kostte telkens vele uren, en gedurende de meting moesten verschillende grootheden rigoureus constant gehouden worden. Met de nieuwe methode wordt in enkele seconden het diagram zichtbaar gemaakt en kan men tevens direct constateren hoe het verandert wanneer men in het netwerk of in de akoestische belasting van het onderzochte object iets wijzigt.

De bedoelde methode berust deels op het principe dat in het in [1]) aangehaalde artikel is beschreven Tot dusverre is de nieuwe apparatuur ontwikkeld in drie uitvoeringen (die niet in fabricage zijn), voor meetfrequenties van resp. 300 tot 20 000 Hz, 15 tot 1500 kHz en 0,1 tot 10 MHz. De hieronder

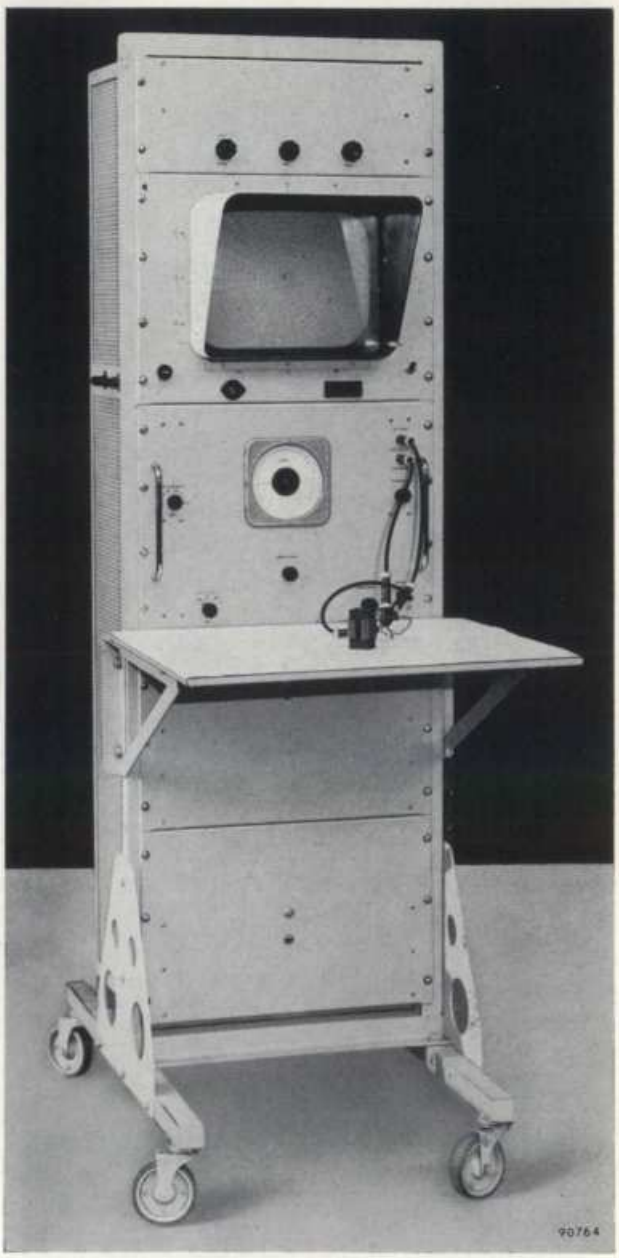


Fig. 1. Apparatuur voor het zichtbaar maken van een complexe verhouding tussen stromen en spanningen bij variërende frequentie. Het polaire diagram wordt zichtbaar gemaakt op het (lang nalichtende) scherm van een katodestraalbuis. Het meetobject is hier een piëzomagnetische triller (voorgemagnetiseerde ferroxcubekern met wikkeling). De afgebeelde apparatuur is geschikt voor meetfrequenties van 15 tot 1500 kHz. Andere uitvoeringen zijn ontwikkeld voor 300-20 000 Hz en voor 0,1-10 MHz.

---

[1]) Zie b.v. G. Thirup, Een instrument voor het meten van complexe spanningsverhoudingen bij frequenties van 1 tot 100 MHz, Philips techn. T. **14**, 142-155, 1952.

[2]) C. M. van der Burgt, Ferroxcubemateriaal voor piëzomagnetische trillers, Philips techn. T. **18**, 285-298, 1956 (no. 10).

[3]) Na het schrijven van dit artikel is ons een publikatie van E. C. Pyatt onder ogen gekomen (J. Brit. Instn. Rad. Engrs. **16**, 563-567, 1956 (no. 10)), waarin een soortgelijk instrument wordt beschreven. Dit heeft echter een kleiner relatief frequentiegebied en werkt niet automatisch.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

ter verduidelijking genoemde frequenties hebben betrekking op de uitvoering voor 15-1500 kHz; deze is afgebeeld in *fig. 1*.

In het blokschema (*fig. 2*) zijn Q_1 en Q_2 kristaloscillatoren, die de vaste frequenties $f_{Q1} = 8505$ kHz resp. $f_{Q2} = 8500$ kHz opwekken. De spanningen van Q_1 en Q_2 worden toegevoerd aan de mengtrappen M_1 resp. M_2.

Q_1 en Q_2; de conversiesteilheid van een mengbuis is namelijk vrijwel onafhankelijk van de amplitude van het sterkste der twee signalen indien deze binnen bepaalde grenzen ligt.

De mengtrap M_1 levert een signaal met frequentie $f_v - f_{Q1}$ (= 15-1500 kHz), die wij de meet- of signaalfrequentie f_s noemen. De versterker A_1 voert dit signaal versterkt toe aan het meetobject X,

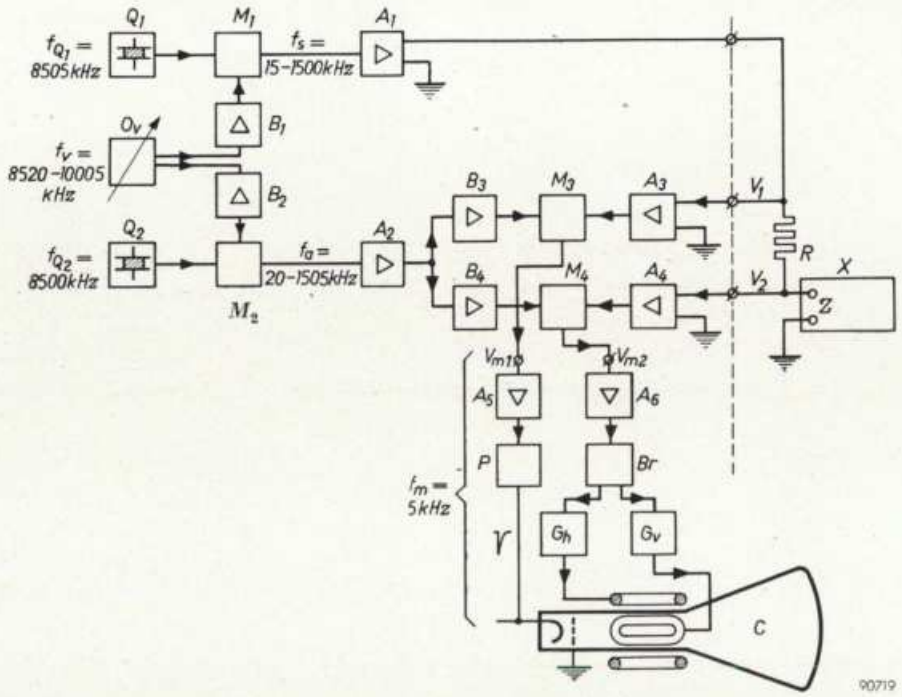


Fig. 2. Blokschema van de uitvoering voor $f_s = 15$-1500 kHz. Q_1, Q_2 kwartsoscillatoren. O_v oscillator met regelbare frequentie f_v. Met B_1, B_2, B_3, B_4 zijn buffers aangeduid, met M_1, M_2, M_3, M_4 mengtrappen, en met A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6 versterkers. P impulsvormer. Br brugschakeling, waarvan de ene uitgangsspanning 45° in faze vóór en de andere 45° achter is ten opzichte van de ingangsspanning van Br. G_h, G_v generatoren van de afbuigstromen voor de katodestraalbuis C. X meetobject. R serieweerstand, gebruikt als van X de impedantie Z moet worden gemeten ($R \gg |Z|$, $Z \sim V_2/V_1$).
$f_v - f_{Q1} = f_s$ (meet- of signaalfrequentie). $f_v - f_{Q2} = f_a$ (hulpfrequentie). $f_a - f_s = f_m$ (middenfrequentie) = 5 kHz.
De door A_1 geleverde spanning is regelbaar van nul tot 1,5 V. De kabel tussen A_1 en X heeft een golfweerstand van 135 ohm (gelijk aan de inwendige weerstand van A_1). Voor het verkrijgen van een voldoend grote impuls uit P moet V_1 = ca. 5 mV zijn. Dezelfde waarde is nodig voor V_2 om de cirkel op het scherm een straal van 10 cm te geven.

De oscillator O_v levert de frequentie f_v, die variabel is van 8520 tot 10 005 kHz. De spanning van O_v wordt via „buffers" B_1 en B_2 (scheidingstrappen, die terugwerking voorkomen) ook aan de mengtrappen M_1 en M_2 toegevoerd. Daar wij van deze mengtrappen een signaal willen betrekken dat zo goed mogelijk constant in amplitude is, terwijl de spanning van de oscillator O_v onvermijdelijk vrij sterk met de frequentie f_v varieert, is ervoor gezorgd dat de buffers een spanning leveren die aanzienlijk hoger is dan de (constante) spanning van

dat een versterker, een filter, een piëzotriller enz. kan zijn. De mengtrap M_2 levert een signaal — versterkt door A_2 — met de frequentie $f_v - f_{Q2}$. Deze hulpfrequentie f_a is steeds 5 kHz hoger dan f_s, want het verschil tussen f_{Q1} en f_{Q2} is 5 kHz. Deze constante verschilfrequentie noemen wij de middenfrequentie f_m.

Van het te onderzoeken object X worden twee spanningen, V_1 en V_2, betrokken of afgeleid, zodanig dat zij in faze zijn met de grootheden waarvan de complexe verhouding moet worden gemeten,

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

en dat zij in amplitude ermee evenredig zijn. (In fig. 2 is ondersteld dat een impedantie Z moet worden gemeten. In serie met Z is een weerstand $R \gg |Z|$ geschakeld, zodat de stroom vrijwel onafhankelijk van Z is. V_2 is de spanning over Z, V_1 is de spanning over $R + Z$, dus een maat voor de stroom.) Via versterkers A_3 resp. A_4 worden de spanningen V_1 en V_2 gevoerd naar de mengtrappen M_3 resp. M_4. Hierin worden zij gemengd met een signaal dat via buffers (B_3, B_4) wordt betrokken van de versterker A_2. Dit hulpsignaal heeft de frequentie f_a, die, zoals gezegd, het constante bedrag $f_m = 5$ kHz hoger is dan de meetfrequentie f_s van V_1 en V_2. Op deze wijze ontstaan twee middenfrequente spanningen, V_{m1} en V_{m2}. Zoals men gemakkelijk kan aantonen (zie [1]), blz. 143), hebben deze middenfrequente spanningen dezelfde complexe verhouding als de hoogfrequente spanningen V_1 en V_2, mits de mengtrappen M_3 en M_4 identieke eigenschappen hebben.

Het blokschema verder volgend, zien we dat de middenfrequente spanning V_{m2}, na door A_6 te zijn versterkt, in een brugschakeling Br wordt omgezet in twee even grote spanningen waarvan de ene 45° vóór en de andere 45° achter is ten opzichte van V_{m2}. Deze twee spanningen besturen de generatoren G_h en G_v, die de stromen leveren voor de horizontale resp. verticale magnetische afbuiging in de katodestraalbuis C. De afbuigstromen zijn 90° ten opzichte van elkaar verschoven en sinusvormig. Op het scherm van de buis zou dus een cirkel worden geschreven, als de roosterspanning van de buis in normale toestand niet zo was ingesteld dat de elektronenbundel werd onderdrukt. De straal van de cirkel is evenredig met de amplitude van V_{m2}, dus ook met die van V_2.

De spanning V_{m1} wordt versterkt door A_5; door afsnijden van de toppen en differentiëren maakt de impulsvormer P er een impuls van. Deze impuls bestuurt de katodestraalbuis zodanig dat de elektronenbundel een ogenblik wordt doorgelaten. Daar de spanningen V_{m1} en V_{m2} dezelfde frequentie hebben ($f_m = 5$ kHz), wordt één punt van de cirkel zichtbaar. Welk punt dit is, hangt af van het fazeverschil tussen V_{m1} en V_{m2}, dus van het fazeverschil φ tussen V_1 en V_2. De straal van de cirkel (de afstand van het zichtbare punt tot het middelpunt) is een maat voor de verhouding der amplitudes van V_1 en V_2. Fazehoek en straal zijn afleesbaar op een net van poolcoördinaten, dat vóór het scherm van de katodestraalbuis is aangebracht.

Zolang de frequentie f_v van de oscillator O_v constant is, heeft de meetfrequentie f_s een bepaalde waarde en krijgt men op het scherm slechts één punt van het vectordiagram te zien. Varieert men f_v, dan verandert f_s ook, de te meten complexe verhouding neemt in het algemeen een andere waarde aan, en bij gevolg krijgt men een punt van een andere cirkel te zien. Laat men f_s een bepaald frequentiegebied doorlopen, dan beschrijft het punt een kromme die het verloop van de complexe grootheid in dit frequentiegebied weergeeft.

Men begint een meting in de regel met f_s van de laagste tot de hoogste waarde te doen lopen door f_v langzaam met de hand te variëren. Op het scherm kan men dan gemakkelijk waarnemen bij welke waarden van f_s (afleesbaar op een schaal) iets bijzonders gebeurt. Een resonantie komt tot uiting als een lus of een cirkel, zoals in *fig. 3* is te zien. Ook twee vlak bij elkaar gelegen resonanties — waarvan men er bij metingen volgens de gebruikelijke brugmethodes gemakkelijk één over het hoofd ziet — zijn direct te herkennen.

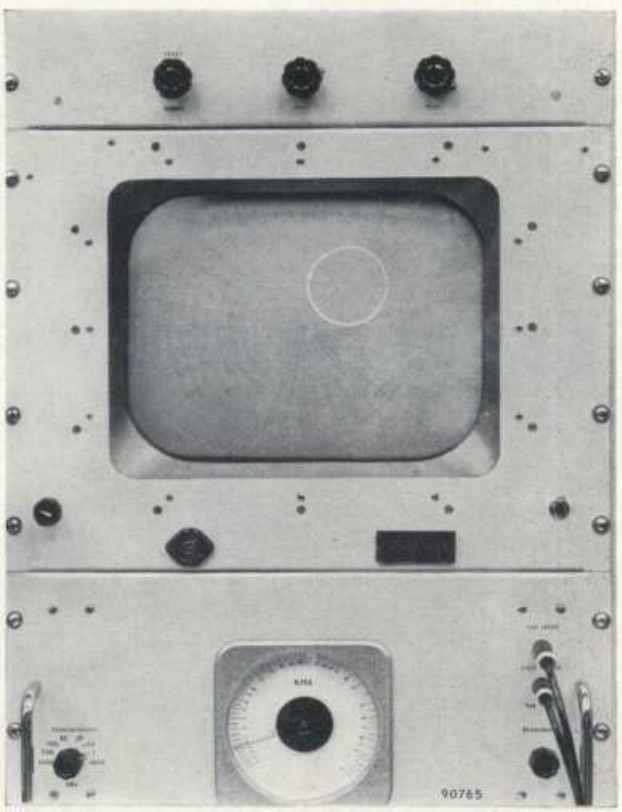


Fig. 3. Op het scherm is één der resonantiecirkels van een piëzomagnetische triller te zien, bij een meetfrequentie van ca. 35 kHz. Onder het scherm de knop waarmee men f_v (en daarmee f_s en f_a) varieert; op de schaal is f_s afleesbaar.

Wil men het gedrag van het meetobject in de buurt van zo'n frequentie nader bestuderen, dan schakelt men een inrichting in die automatisch de frequentie f_s met een regelbare zwaai en in een

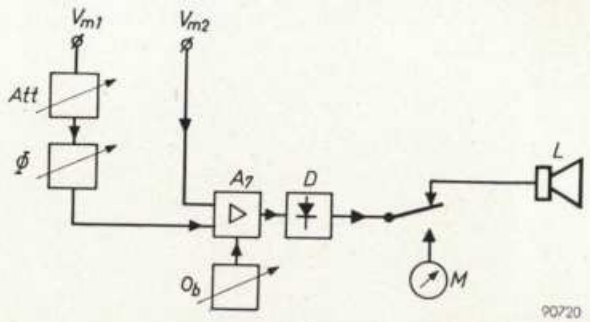
Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

regelbaar tempo om de ingestelde waarde heen doet fluctueren. Daartoe maken wij gebruik van het feit dat de reversibele permeabiliteit (d.i. de permeabiliteit met betrekking tot zwakke wisselvelden) van ferroxcube dat door een statisch magnetisch veld bijna verzadigd is, afhangt van de sterkte van dit statische veld. Een gedeelte van de oscillatorspoel van O_v is gewikkeld op een kern van ferroxcube; deze wordt voorgemagnetiseerd door een gelijkstroom, en op deze gelijkstroom kan een wisselstroom van regelbare sterkte en regelbare lage frequentie worden gesuperponeerd. Zo ontstaat een periodieke fluctuatie van de reversibele permeabiliteit, en daarmee van de frequentie f_v, dus ook van f_s en f_a. Naarmate de gesuperponeerde wisselstroom sterker is, maakt f_s een grotere zwaai. Hoe scherper de resonantie van het object is (hoe groter dus zijn kwaliteitsfactor Q), des te langzamer moet f_s variëren, ten einde ongewenste in- en uitslingeringsverschijnselen te vermijden. Bij gelijkblijvende getrouwheid der weergave van het diagram en gelijkblijvende frequentiezwaai (de breedte van het te onderzoeken frequentiegebied wordt veelal door andere grootheden dan Q bepaald) moet men de snelheid waarmee f_s fluctueert, zelfs omgekeerd evenredig met het kwadraat van Q kiezen. Zoals namelijk Siewert en Just hebben aangetoond [4]), is de maximale snelheid evenredig met $(f_s/Q)^2$. De apparatuur met $f_s = 15$ - 1500 kHz is bij 15 kHz bruikbaar voor waarden van Q tot ca. 1000, en bij hogere frequenties tot evenredig grotere waarden van Q. De frequentiezwaai (grootste afwijking ten opzichte van de centrale frequentie) is bij deze uitvoering in stappen regelbaar van 0,15 tot 500 kHz, en de frequentie van de gesuperponeerde wisselstroom (dus de herhalingsfrequentie van het beeld) is in stappen regelbaar van $^1/_{30}$ tot 10 Hz. Wegens deze zeer lage herhalingsfrequentie is de katodestraalbuis voorzien van een lang nalichtende fosfor.

Met deze oscillografische methode kan men meten tot op 5% nauwkeurig. Hiermee bedoelen wij dat het juiste eindpunt van de vector die de complexe grootheid voorstelt, ligt binnen een cirkeltje met een straal van 0,5 cm om het waargenomen eindpunt, terwijl de vector maximaal 10 cm lang is. De modulus kan dus tot op 5% nauwkeurig worden gemeten en de fazehoek tot op $^1/_{20}$ radiaal $\approx 3°$,

a



b

Fig. 4. *a*) Hulppaneel waarmee men, voor grotere nauwkeurigheid, de oscillografische methode kan vervangen door een nulmethode [1]). *b*) Blokschema van het hulppaneel (*a*). *Att* geijkte verzwakker. *Φ* geijkte fazeverschuiver. A_7 versterker. O_b zwevingsoscillator. *D* detector. Als nulindicator dient òf de meter *M* òf de luidspreker *L*. Voor de middenfrequente spanningen V_{m1} en V_{m2}, zie fig. 2.

bij volle uitslag. Bij kleinere uitslag zijn beide nauwkeurigheden naar verhouding slechter.

Wenst men een grotere nauwkeurigheid, dan kan men gebruik maken van de methode beschreven in het in [1]) aangehaalde artikel, door aan onze apparatuur het in *fig. 4a* afgebeelde paneel toe te voegen. De oscillografische methode wordt hierbij vervangen door een nulmethode. Het blokschema van het hulppaneel is weergegeven in fig. 4*b*. Uit de middenfrequente spanning V_{m1} wordt een spanning afgeleid die men door middel van een geijkte verzwakker en een geijkte fazeverschuiver in grootte en in faze gelijk maakt aan V_{m2}. De gelijkheid wordt geconstateerd met behulp van een versterker, een zwevingsoscillator, een detector en een nulindicator; voor deze laatste kan men een meter of een luidspreker kiezen. Op deze wijze is men in staat, een modulus tot op 0,2 dB (2%) nauwkeurig te meten, en een fazeverschil tot op 2°, ongeacht de amplitude, mits deze niet te klein is.

M. J. van SCHAGEN.

[4]) W. Siewert en G. Just, Ein Kurvenschreiber für Quarzimpedanzen, Telefunken Z. **28**, 45-51, 1955.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

EEN RUISARM KLYSTRON VOOR GROOT VERMOGEN

door R. A. LA PLANTE *) en G. A. ESPERSEN *). 621.373.423

Onder de buizen die worden gebruikt voor het opwekken van een groot continu vermogen bij hoge frequenties, neemt de inhaalbuis of klystron een belangrijke plaats in. In dit artikel beschrijven de auteurs een onderzoek naar het ruisen van deze buizen. De belangrijkste oorzaak hiervan bleek gelegen te zijn in het afstemmechanisme. Een niet-afstembare buis, die naar aanleiding van deze proeven werd geconstrueerd, vertoont behalve een zeer geringe ruis ook enkele andere gunstige eigenschappen.

Aan inhaalbuizen of klystrons werden reeds eerder in dit tijdschrift een tweetal artikelen gewijd [1]). Voor gegevens omtrent de principes waarop de werking van deze buizen berust, verwijzen we dan ook hiernaar. In het laatste van deze artikelen werden constructiedetails behandeld van enkele buizen, die ontwikkeld zijn voor golflengten van 15 tot 3 cm (frequentie 2000 tot 10000 MHz). De bedoeling van het onderhavige artikel is om enige recente onderzoekingen op het gebied der 3 cm-klystrons te beschrijven, en wel speciaal naar de oorzaken van het ruisen van deze buizen. Tevens zal de constructie worden beschreven van een klystron dat op grond van deze onderzoekingen werd ontwikkeld.

Constructie van een afstembaar 3 cm-klystron

In *fig. 1* is met weglating van een aantal details een doorsnede weergegeven van een klystron voor een golflengte van 3 cm, hetwelk reeds enkele jaren geleden te Eindhoven werd ontwikkeld. In principe is de constructie hiervan gelijk aan die van de 3 cm-buis die reeds in het tweede onder [1]) aangehaalde artikel werd beschreven. Het voornaamste verschil is hierin gelegen dat de koppeling van de uitgangstrilholte met de golfgeleider, waarlangs de hoogfrequente energie wordt weggeleid, niet plaatsvindt door middel van een lus, maar door een in de wand van deze trilholte aangebrachte smalle spleet (*12*), die aansluit op een rechthoekige pijp (*14*) waarvan de hoogte geleidelijk toeneemt, en waaraan een flens voor aansluiting van golfgeleiders is bevestigd. De vacuümdichte afsluiting wordt verkregen met een micavenster ter dikte van 50 micron. De buis is voorzien van een zg. L-katode [2]), waardoor zelfs bij de nodige grote stroomdichtheid een levensduur van meer dan 1000 uur kan worden verkregen. Deze buis levert een vermogen van 200 W bij een anodespanning van 8800 V en een rendement van 13%.

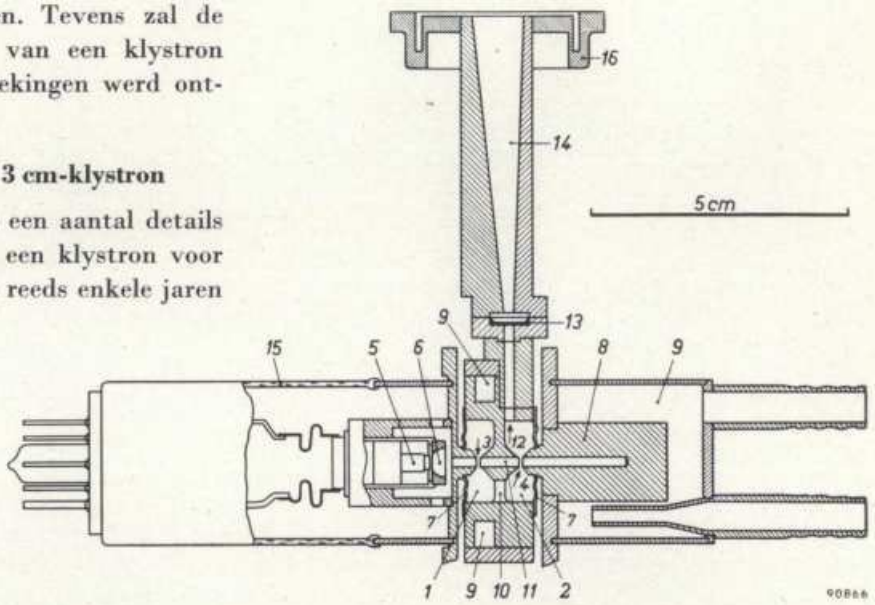


Fig. 1. Doorsnede van een afstembaar klystron voor een golflengte van 3 cm. Verschillende details, waaronder het afstemmechanisme, zijn weggelaten. *1* modulatortrilholte, *2* uitgangstrilholte, *3* modulatorspleet, *4* inductorspleet, *5* katode, *6* focusseringselektrode („rooster"), *7* flexibele wanden voor het afstemmen, *8* collector, *9* koelmantel, *10* terugkoppelgat, *11* inhaalruimte, *12* koppelspleet, *13* micavenster, *14* golfgeleider met geleidelijk toenemende hoogte, *15* glaswand, *16* flens.

Ruis van een klystron

Zoals bij alle oscillatoren het geval is, vertonen de stromen en spanningen die bij een in werking zijnd klystron optreden, geen zuiver sinusoïdaal verloop,

*) Philips Laboratories, Irvington-on-Hudson, N.Y., U.S.A.

[1]) F. M. Penning, Inhaalbuizen, Philips techn. T. **8**, 214-224, 1946. B. B. van Iperen, Inhaalbuizen voor 100 tot 1000 watt continu vermogen, Philips techn. T. **13**, 181-195, 1951.

[2]) Zie H. J. Lemmens, M. J. Jansen en R. Loosjes, Een nieuwe thermisch emitterende katode voor zware belastingen, Philips techn. T. **11**, 349-358, 1949.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

in dier voege dat zowel de amplitude als de faze aan variaties onderhevig zijn. Dit is dus eveneens het geval met het elektromagnetische veld in de op de buis aangesloten golfgeleider. Bij vele toepassingen komt deze afwijking van het zuiver sinusoïdale karakter tot uiting als ruis. Deze ruis beperkt de toepassingsmogelijkheid van de buis; zo wordt b.v. bij gebruik in straalzenders de dracht en het aantal over te brengen kanalen in een bepaalde frequentieband hierdoor begrensd [3]).

In het ideale geval dat het verkregen signaal volkomen vrij van ruis zou zijn, zou het veld in ieder punt van de golfgeleider als functie van de tijd variëren volgens de uitdrukking $A \cos \omega_0 t$. Indien variaties in de amplitude A en in de faze $\omega_0 t$ optreden, kan de uitdrukking voor het veld worden geschreven in de vorm:

$$A\{1 + a(t)\} \cos\{\omega_0 t + p(t)\},$$

waarbij $a(t)$ en $p(t)$ onregelmatig verlopende functies van de tijd zijn. Het is gebleken dat de ruis in hoofdzaak door fazevariaties ontstaat, zodat $a(t)$ steeds zeer klein is ten opzichte van 1.

Zoals door enkele hierna te beschrijven experimenten kon worden aangetoond, is de voornaamste oorzaak van deze fazevariaties gelegen in het zg. microfonische effect, waarvoor buizen met deze constructie bijzonder gevoelig zijn, voornamelijk door de aanwezigheid van de beide flexibele wanden 7 in fig. 1. De uiterst kleine trillingen die deze wanden kunnen uitvoeren, veroorzaken kleine variaties in de afstemfrequentie van de beide trilholten, waardoor fazevariaties en dus ook frequentievariaties van het opgewekte signaal ontstaan.

[3]) Zie C. Ducot, Straalzenders met dubbele frequentiemodulatie, Philips techn. T. **17**, 281-292, 1955.

Een andere oorzaak van ruis, nl. het niet constant zijn van de aan de buis aangelegde spanningen, voornamelijk de anodespanning, kan door het gebruik van voldoende gestabiliseerde spanningsbronnen binnen de perken worden gehouden.

Ruismetingen

In *fig. 2* is een blokschema weergegeven van de apparatuur waarmede aan klystrons ruismetingen zijn verricht. De te onderzoeken buis K levert energie in een golfgeleider W, die aan het andere einde door middel van een belastingsweerstand L zo goed mogelijk reflectievrij is afgesloten. Het vermogen

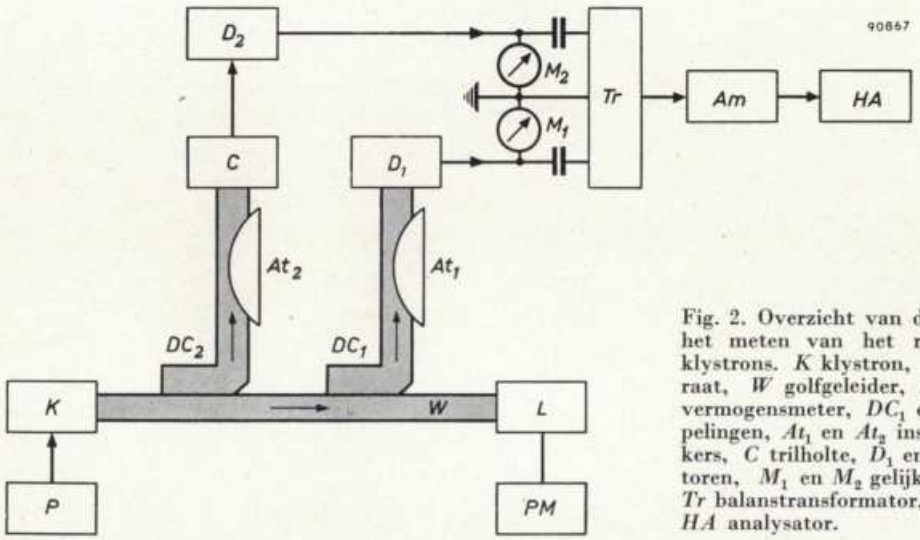


Fig. 2. Overzicht van de opstelling voor het meten van het ruisspectrum van klystrons. K klystron, P voedingsapparaat, W golfgeleider, L belasting, PM vermogensmeter, DC_1 en DC_2 richtkoppelingen, At_1 en At_2 instelbare verzwakkers, C trilholte, D_1 en D_2 kristaldetectoren, M_1 en M_2 gelijkspanningsmeters, Tr balanstransformator, Am versterker, HA analysator.

dat in deze weerstand in warmte wordt omgezet, kan worden gemeten, zodat, bij verwaarlozing van de geringe verliezen in de golfgeleider, het door het klystron geleverde vermogen bekend is.

Door middel van twee richtkoppelingen [4]), DC_1 en DC_2, worden zeer kleine delen van het hoogfrequente vermogen uit de golfgeleider W afgetakt.

Het door DC_1 geleverde signaal wordt via een instelbare verzwakker [4]) At_1 toegevoerd aan een kristaldetector D_1. Doordat de aan deze detector optredende signaalspanning zeer klein is, is de door detectie verkregen gelijkspanning evenredig met het kwadraat van de signaalspanning; deze gelijkspanning is dus evenredig met het door het klystron geleverde vermogen. Op deze gelijkspanning, die op de meter M_1 kan worden afgelezen, is een kleine wisselspanning gesuperponeerd, die ontstaat door de hierboven genoemde amplitudevariaties van de signaalspanning.

[4]) Zie hierover b.v. A. E. Pannenborg, Een meetopstelling voor golfpijpsystemen, Philips techn. T. **12**, 15-25, 1950.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Het signaal dat door de richtkoppeling DC_2 wordt geleverd, wordt, eveneens via een instelbare verzwakker, At_2, toegevoerd aan een frequentiedetector. Deze bestaat uit een trilholte C, die ten opzichte van de signaalfrequentie is verstemd, en waarop een kristaldetector D_2 is aangesloten. Ook deze detector levert een gelijkspanning, die op de meter M_2 kan worden afgelezen. Daar de frequentiedetector zowel op amplitudevariaties als op frequentievariaties reageert, zijn op de laatstgenoemde gelijkspanning twee wisselspanningen gesuperponeerd, die respectievelijk worden veroorzaakt door variaties in de amplitude en in de frequentie van het door het klystron geleverde signaal. Wanneer nu de door de kristaldetectoren D_1 en D_2 geleverde gelijkspanningen gelijk zijn, zijn ook de hierop gesuperponeerde wisselspanningen, voor zover die aan amplitudevariaties te wijten zijn, gelijk. De uitgangswisselspanningen van D_1 en D_2 worden aan een balanstransformator Tr toegevoerd, waardoor in de secundaire wikkeling van deze transformator een spanning wordt verkregen die uitsluitend een gevolg is van frequentievariaties. Deze spanning wordt na versterking in de laagfrequentieversterker Am toegevoerd aan de analysator (selectieve voltmeter) HA, met behulp waarvan het frequentiespectrum van deze spanning wordt gemeten. Uit dit spectrum kan het energiespectrum van het klystron worden berekend, welk spectrum breder is naarmate deze buis meer ruist.

Op deze wijze werden vier klystrons van het in fig. 1 voorgestelde type onderzocht. De verkregen energiespectra zijn in *fig. 3* door de krommen *a*, *b*, *c* en *d* voorgesteld. In deze figuur is het vermogen S uitgezet in W per Hz als functie van de frequentieafstand x tot de centrale frequentie van het spectrum. Een maat voor de breedte van deze spectra is de zg. standaardafwijking

$$\gamma = \sqrt{\frac{\int_0^\infty x^2 S\,dx}{\int_0^\infty S\,dx}}.$$

Voor de in fig. 3 geschetste krommen ligt deze grootheid tussen 3,3 en 12 kHz.

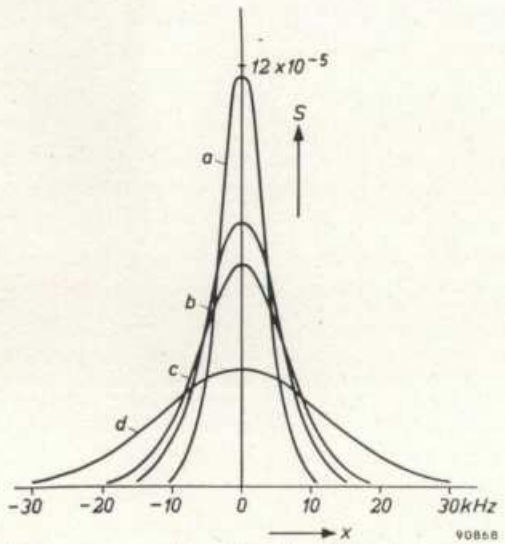


Fig. 3. Spectrum van vier afstembare klystrons, opgenomen met de meetopstelling waarvan fig. 2 een overzicht geeft. Uitgezet is het vermogen S in W/Hz als functie van de frequentie-afwijking x ten opzichte van de centrale frequentie. De standaardafwijking van het spectrum *a* is 3,3 kHz, die van het spectrum *d* bedraagt 12 kHz.

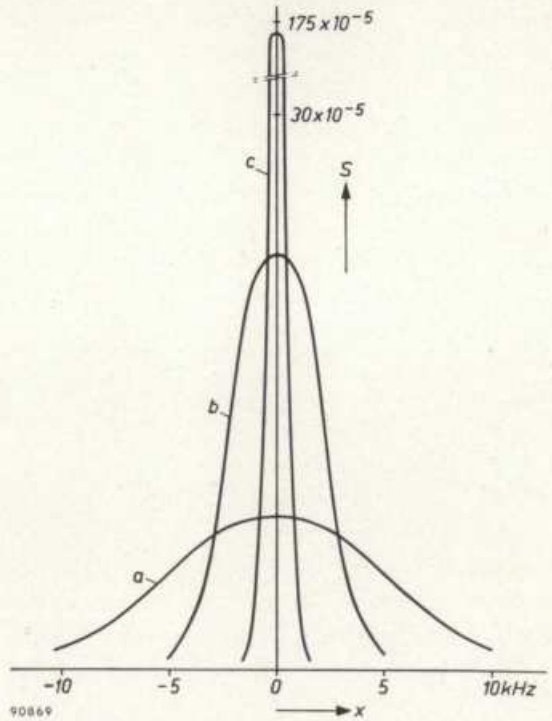


Fig. 4. Spectrum van een afstembaar klystron, *a* in normale toestand, *b* na omhulling met gips, *c* na ingieten van de buis in een kunststof.

Zoals wij hierboven reeds vermeldden, is de voornaamste oorzaak van de ruis gelegen in het microfonisch effect van de flexibele wanden. Dit werd duidelijk aangetoond door het volgende experiment. Nadat van één der buizen het spectrum was opgenomen, werd om de buis een omhulling van gips aangebracht, waardoor de beide flexibele wanden werden gesteund. Hierna werd wederom het spectrum opgenomen. De beide spectra zijn in *fig. 4* door de krommen *a* en *b* voorgesteld. Door het aanbrengen van het gips blijkt de standaardafwijking verminderd te zijn van 5,3 tot 1,9 kHz. Vervolgens werd het gips verwijderd en de buis geheel in een kunststof gegoten, waarna wederom het spectrum werd opgenomen. Het resultaat wordt weergegeven door kromme *c* in fig. 4. De standaardafwijking bleek nu nog slechts 200 Hz te zijn.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Constructie van een ruisarme buis

Omdat voor bepaalde doeleinden de vraag was gerezen naar een ruisarm klystron, werden, nadat eenmaal de hoofdoorzaak van de ruis was vastgesteld, verschillende methodes overwogen om buizen te vervaardigen die aanzienlijk minder ruis zouden vertonen. Allereerst is getracht het afstemmechanisme veel zwaarder te construeren, waardoor de flexibele wanden steviger zouden worden gesteund (zie fig. 8). Voor dit doel vervaardigde buizen bleken echter slechts een geringe verbetering te geven (de standaardafwijking van het spectrum was 2 kHz).

Daar het beperken van de ruis van dermate groot belang bleek te zijn dat men hieraan eventueel de afstembaarheid van de buizen kon opofferen, werd de mogelijkheid geopperd de buizen, nadat ze op een bepaalde gewenste frequentie zijn afgestemd, in een kunststof te gieten. Ook zou men buizen kunnen vervaardigen waarbij één der trilholten vast afgestemd is en dus geen flexibele wand heeft. Verder zou het nog mogelijk zijn de beide trilholten zonder flexibele wanden uit te voeren. De instelling van de buis op de condities waaronder zij het maximale vermogen geeft, zou dan plaats kunnen hebben met een variabele terugkoppeling. Een belangrijk bezwaar hiertegen is gelegen in het feit dat een variabele terugkoppeling tot een gecompliceerde constructie leidt en dat het gevaar groot is, dat dan juist deze de oorzaak van microfonie, dus van ruis, wordt.

Om deze reden werd ten slotte besloten tot het ontwikkelen van een buis zonder flexibele wanden en met een vaste terugkoppeling. Ondanks het ontbreken van een flexibele wand is toch de resonantiefrequentie van de uitgangstrilholte instelbaar. De constructie van deze buis is in vereenvoudigde vorm in *fig. 5* weergegeven. De modulatietrilholte *1* is vast afgestemd op een bepaalde frequentie. Het afstemmen van de uitgangstrilholte *2* kan binnen beperkte grenzen plaatsvinden door het uitoefenen van een grote kracht op de collector op de met de pijl *F* aangegeven plaats. Het materiaal wordt hierbij tot boven de elasticiteitsgrens belast, zodat plastische deformatie optreedt. Dit gebeurt terwijl de buis oscilleert. Nadat deformatie van de trilholte *2* heeft plaats gehad, blijft de juiste afstemming verder behouden. De terugkoppeling geschiedt, evenals bij de in fig. 1 geschetste buis, door een opening in de wand tussen de beide trilholten.

Eigenschappen van de ruisarme buis

De hier beschreven buis kan worden uitgevoerd met een L-katode [2]) of met een geïmpregneerde katode [5]). De levensduur van deze katodes bedraagt meer dan 1000 uur, terwijl in vergelijking met wolfraam-, wolfraam-thorium- of tantaalkatodes slechts een gering gloeivermogen nodig is; in dit geval nl. slechts 7 W [6]).

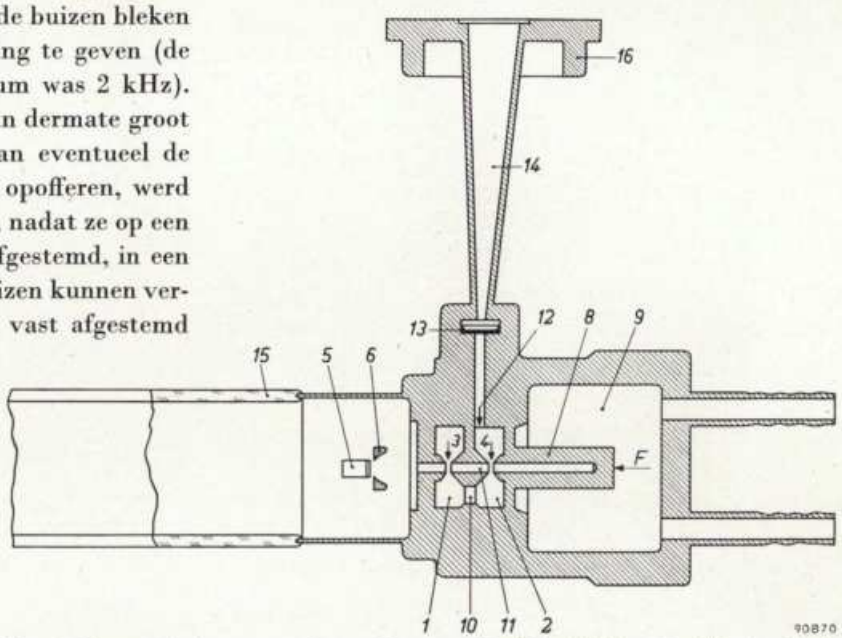


Fig. 5. Doorsnede door een ruisarm klystron. De cijfers hebben dezelfde betekenis als in fig. 1. *F* kracht voor het afstemmen van de uitgangstrilholte *2*.

De elektrode *6* in fig. 5, waarmede de elektronenbundel wordt gefocusseerd, kan worden gebruikt voor amplitudemodulatie en wordt daarom vaak aangeduid als het „rooster". Door middel van de „rooster"-spanning kan tevens de frequentie binnen beperkte grenzen worden gevarieerd. Wanneer van deze mogelijkheden geen gebruik wordt gemaakt, heeft het „rooster" dezelfde potentiaal als de katode.

In *fig. 6* is de zg. diodekarakteristiek van de buis weergegeven, dat is de collectorstroom als functie van de collectorspanning. Zoals bij iedere diode, kan deze karakteristiek ongeveer worden voorgesteld door de vergelijking:

$$I_c = A V_c^{3/2}.$$

De constante A (de „perveance") heeft bij deze buis ongeveer de waarde $0{,}25 \times 10^{-6}$ A/V$^{3/2}$. De buis is

---

[5]) R. Levi, New dispenser type thermionic cathode, J. appl. Phys. **24**, 233, 1953. Deze katode zal binnenkort uitvoerig in dit tijdschrift worden besproken.

[6]) Het gebruik van een oxydekatode, die een nog kleiner gloeivermogen nodig heeft, komt voor deze buizen niet in aanmerking, daar de levensduur hiervan bij de vereiste grote stroomdichtheid slechts enkele uren zou bedragen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

voorzien van vloeistofkoeling. Bij gebruik van water is de maximaal vereiste hoeveelheid 2 l/min.

Zoals in de onder [1]) aangehaalde artikelen is uiteengezet, kan een klystron werken bij verschillende looptijden van de elektronen tussen modulator- en inductorspleet. De hier beschreven buis kan werken bij instelling van de buis op looptijden van $2^3/_4$, $2^1/_4$ of $1^3/_4$ periode. Deze instellingen worden respectievelijk aangeduid met de letters *A*, *B* en *C*.

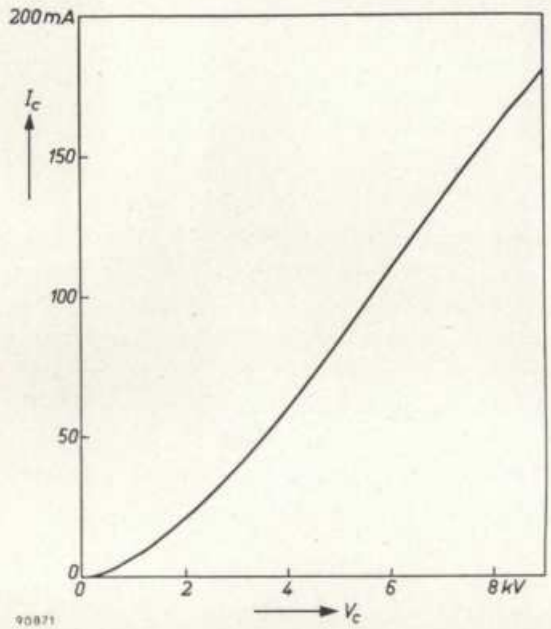


Fig. 6. Diodekarakteristiek van een klystron volgens de constructie van fig. 5. I_c collectorstroom, V_c collectorspanning.

Het vermogen dat hierbij kan worden verkregen, bedraagt respectievelijk 5, 33 en 200 W. Ieder exemplaar is na afstemming van de uitgangstrilholte echter slechts geschikt om op één dezer instellingen te functioneren.

Bij afstembare buizen, zoals die welke in fig. 1 is

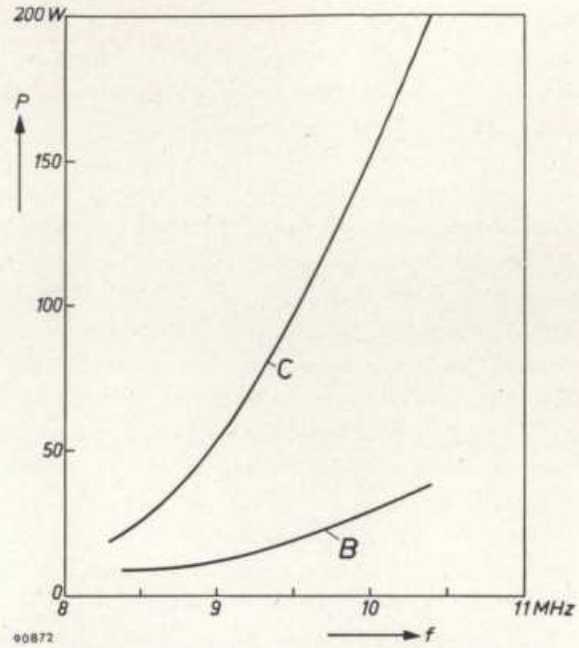


Fig. 7. Vermogen van een afstembaar klystron als functie van de frequentie wanneer de buis functioneert volgens de instellingen *B* en *C* (looptijd van de elektronen respectievelijk $2^1/_4$ en $1^3/_4$ periode).

voorgesteld, varieert het verkrijgbare vermogen altijd sterk met de frequentie. Als voorbeeld is in *fig. 7* het vermogen van een afstembare buis uitgezet als functie van de frequentie voor twee verschillende instellingen. Bij de ruisarme buizen krijgt men door de wijze van vervaardigen altijd het maximale vermogen. De frequentie waarbij dit optreedt kan men (evenals trouwens de optimale frequentie bij afstembare buizen) bij elke gewenste frequentie leggen, met een maximale afwijking van 10 MHz.

Door het ontbreken van het afstemmechanisme is de constructie van deze buis veel eenvoudiger dan die van de afstembare types. Ter illustratie hiervan zijn in *fig. 8* naast elkaar afgebeeld een oudere af-

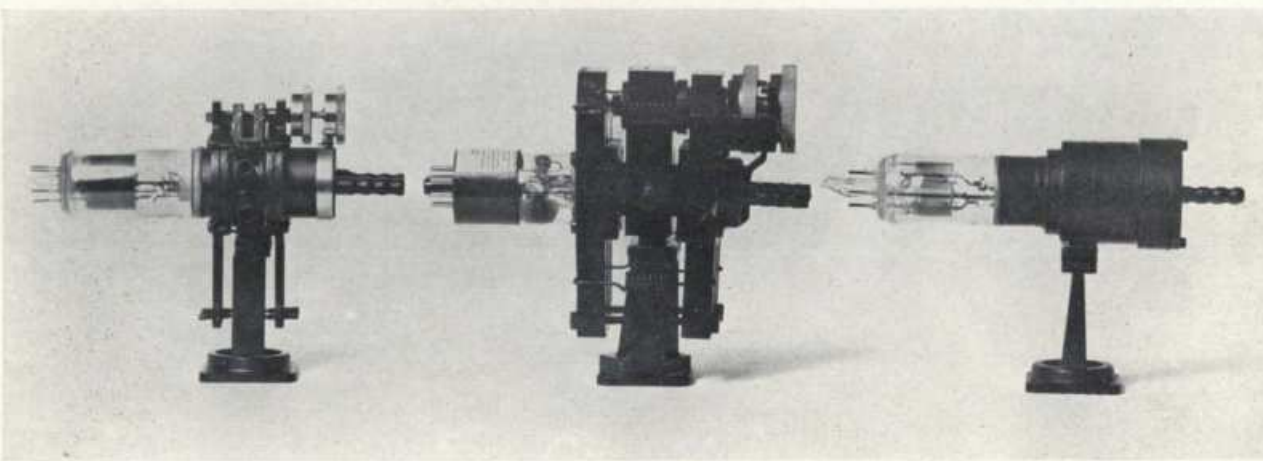


Fig. 8. Van links naar rechts: een ouder afstembaar klystron, een afstembaar klystron met verzwaard afstemmechanisme, en een ruisarm, niet-afstembaar klystron.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

stembare buis, een buis met een verzwaard afstemmechanisme en de niet afstembare ruisarme buis. Door de grote nauwkeurigheid waarmede de buis voor iedere frequentie kan worden gemaakt, kan bij toepassing van deze buizen de frequentie van een zender snel worden gewijzigd door het uitwisselen of omschakelen van buizen. Dit is vaak gemakkelijker dan het afstemmen van een afstembaar klystron.

De ruis van deze buizen is zo gering dat het niet mogelijk bleek op de manier die hiervoor werd beschreven, het spectrum te meten. Het is gebleken dat het microfonisch effect van de golfgeleiders van de meetopstelling veel groter is dan dat van de te onderzoeken klystrons.

Het weglaten van de flexibele wanden en van het afstemmechanisme heeft behalve een veel kleinere ruis nog enkele andere voordelen opgeleverd. Uiteraard is de prijs van de buis hierdoor aanzienlijk lager geworden. Verder is de plaats van de verschillende onderdelen met een grotere nauwkeurigheid vastgelegd. Ook de warmteafvoer wordt door het ontbreken van de flexibele wanden enigszins vergemakkelijkt.

kregen, wordt hier niet verder beschouwd.) De vermogens zijn op een relatieve schaal uitgezet, door ze te delen door het maximale vermogen dat bij ieder van de instellingen kan worden verkregen. Zoals reeds werd vermeld, is dit maximale vermogen 33 W voor instelling *B* en 200 W voor instelling *C*. Zoals uit de figuur blijkt, worden deze vermogens verkregen bij collectorspanningen van 4,35 resp. 8,85 kV. De collectorstroom en het rendement verschillen niet noemenswaard van die van een afstembaar klystron.

Het feit dat bij een continue verandering van de collectorspanning de frequentieverschuiving van richting omkeert, is uit de theorie van de elektrische verschijnselen niet te verklaren, doch moet worden toegeschreven aan de warmteontwikkeling in de buis. Door een tweetal experimenten werd dit feit bevestigd. Temperatuurvariaties, die bij de statisch opgenomen krommen van fig. 9 invloed hebben op de frequentie, zullen niet optreden bij snelle veranderingen van de collectorspanning. Om deze reden werd de frequentievariatie nagegaan die optreedt, wanneer de collectorspanning met een frequentie van 60 Hz wordt gevarieerd tussen zodanige grenzen

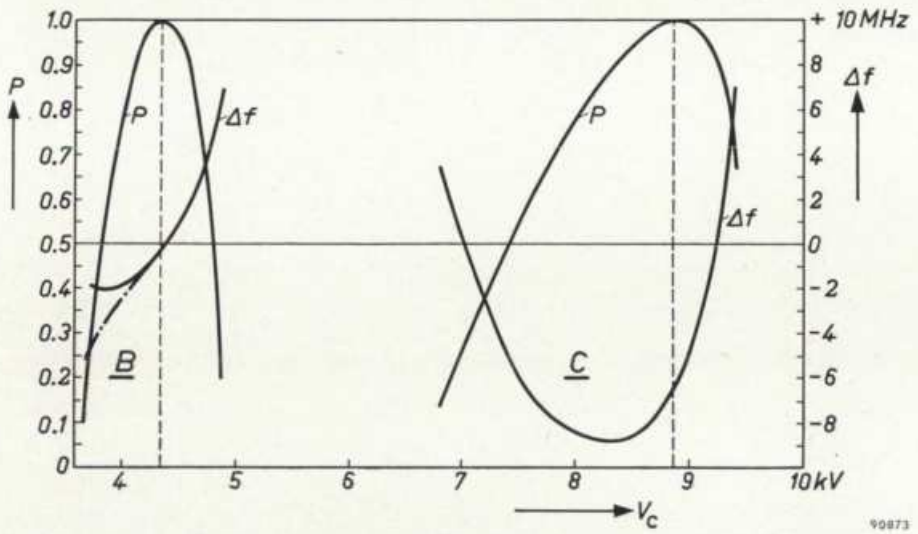


Fig. 9. Vermogen *P* en frequentievariatie *Δf* van een ruisarm, niet-afstembaar klystron als functie van de collectorspanning V_c. De linker- en rechtergedeelten van de figuur hebben betrekking op de instellingen *B* en *C*. Het vermogen is op een relatieve schaal uitgezet. Het maximale vermogen bedraagt bij *B* 33 W en bij *C* 200 W. De getrokken krommen zijn de resultaten van statische metingen. Bij de instelling *B* werd ook een meting gedaan met een snel wisselende collectorspanning, waardoor de door een streep-stiplijn voorgestelde verandering van de frequentiekromme optrad.

In *fig. 9* zijn de resultaten uitgezet van een aantal metingen van de variatie van het vermogen en de frequentie met een verandering van de collectorspanning. Deze krommen gelden voor de hierboven genoemde instellingen *B* en *C*. (De instelling *A*, waarbij slechts een gering vermogen wordt verdat het gehele gebied waarin de buis volgens de instelling *B* functioneert, wordt bestreken. Inderdaad werd nu een kromme gevonden zoals in fig. 9 links met een streep-stiplijn is aangegeven. Een „teruglopen" van de frequentie trad nu dus niet op.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Bij een tweede experiment werd op de collectorgelijkspanning een kleinere wisselspanning met een hogere frequentie gesuperponeerd. Hierdoor trad frequentiemodulatie op, en uit het spectrum van het uitgangssignaal werd de frequentieverandering per volt collectorspanningsvariatie berekend. In *fig. 10* is het resultaat weergegeven tezamen met de reeds in fig. 9 voorkomende vermogenskromme. Terwijl uit de statische frequentiekromme zou volgen dat bij een collectorspanning van ongeveer 3,9 kV kleine spanningsveranderingen geen frequentievariatie ten gevolge zouden hebben, dus de frequentiezwaai nul zou worden, bleek dit laatste niet het geval te zijn. De frequentievariatie vertoonde daarentegen een verloop dat vrij nauwkeurig met de steilheid van de streep-stip-kromme uit fig. 9 overeenkomt.

Door variatie van de roosterspanning kan amplitudevariatie worden verkregen. In *fig. 11* is voor de instellingen *B* en *C* het vermogen weergegeven als functie van de roosterspanning. Door verandering van deze spanning ontstaat ook een kleine frequentieverschuiving, welke laatste eveneens in fig. 11 is uitgezet. Daar deze frequentievariatie hoofdzakelijk ontstaat door temperatuurvariaties, kan hiervan geen gebruik worden gemaakt voor het verkrijgen van frequentiemodulatie. Wel levert

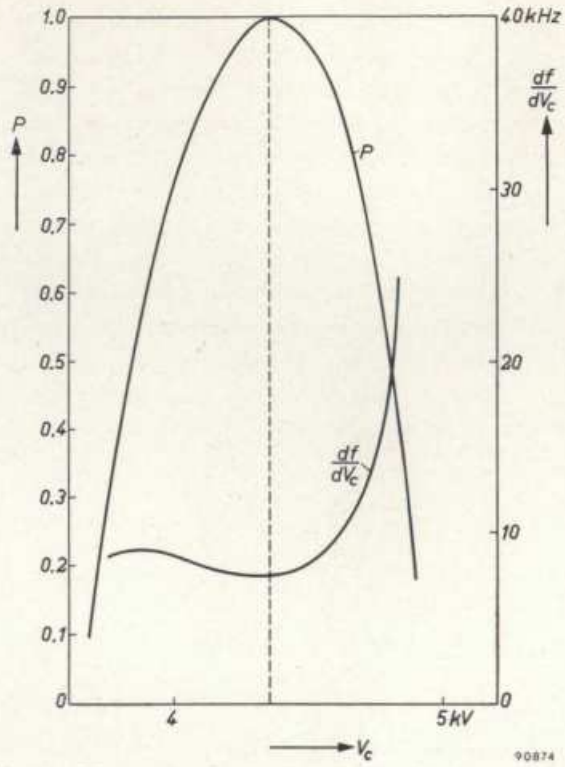


Fig. 10. Frequentieverandering per V collectorspanningsvariatie, df/dV_c als functie van de collectorspanning V_c indien de buis functioneert volgens de instelling *B*. Tevens is op een relatieve schaal het vermogen *P* uitgezet; deze laatste kromme komt ook voor in het linkergedeelte van fig. 9.

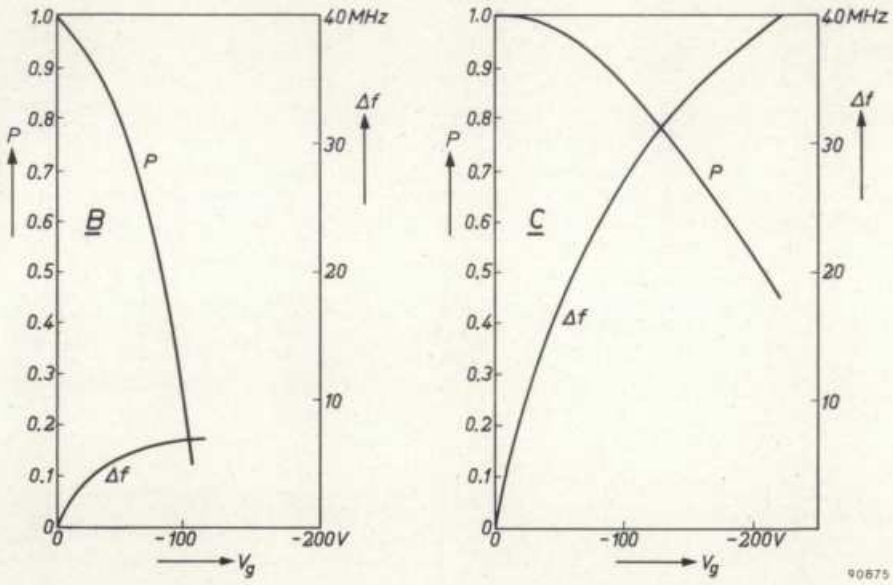


Fig. 11. Vermogen *P* op relatieve schaal en frequentievariatie Δf als functie van de roosterspanning V_g. In de linkerfiguur, die geldt voor de instelling *B*, is het maximale vermogen 33 W, in de rechterfiguur, die op de instelling *C* betrekking heeft, is dit 200 W.

deze methode een beperkte mogelijkheid tot afstemming. Zoals uit fig. 11 blijkt, kan op deze wijze bij de instelling *C* een veel grotere frequentievariatie worden verkregen dan bij de instelling *B*.

De temperatuur van de koelvloeistof heeft ook enige invloed op de frequentie. Wij maten hiervoor een frequentievariatie van 0,2 MHz per graad temperatuurverandering. Bij een constante tempe-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

ratuur van de koelvloeistof is het frequentieverloop tijdens het opwarmen van de buis direct na het inschakelen ongeveer 2 MHz per sec. Na het bereiken van de eindtoestand heeft de omgevingstemperatuur slechts een uiterst geringe invloed op de frequentie.

Ook een variatie van de belastingsimpedantie heeft invloed op het afgegeven vermogen en veroorzaakt tevens een frequentieverschuiving. Een duidelijke voorstelling van het gedrag van de buis bij verschillende belastingsimpedanties kan men verkrijgen door het zg. Rieke-diagram. Dit is een polair diagram, met als coördinaten de modulus en het argument van de reflectiecoëfficiënt van de op die doorgaans wordt aangeduid als het meesleepgetal (Engels: pulling figure). Uit fig. 12 blijkt dat bij de instellingen *B* en *C* dit meesleepgetal ongeveer 4 en 9 MHz bedraagt.

Enkele buistypes, met name magnetrons en sommige klystrons, kunnen worden beschadigd wanneer zij worden gebruikt met een belasting die niet gelijk is aan die, waarbij het maximale vermogen wordt verkregen. In vele gevallen treedt dan beschadiging op van het venster, dat in het uitgangssysteem voor de vacuümdichte afsluiting dient. In dit verband is het nog van belang te vermelden dat de hier beschreven buis bij de instelling

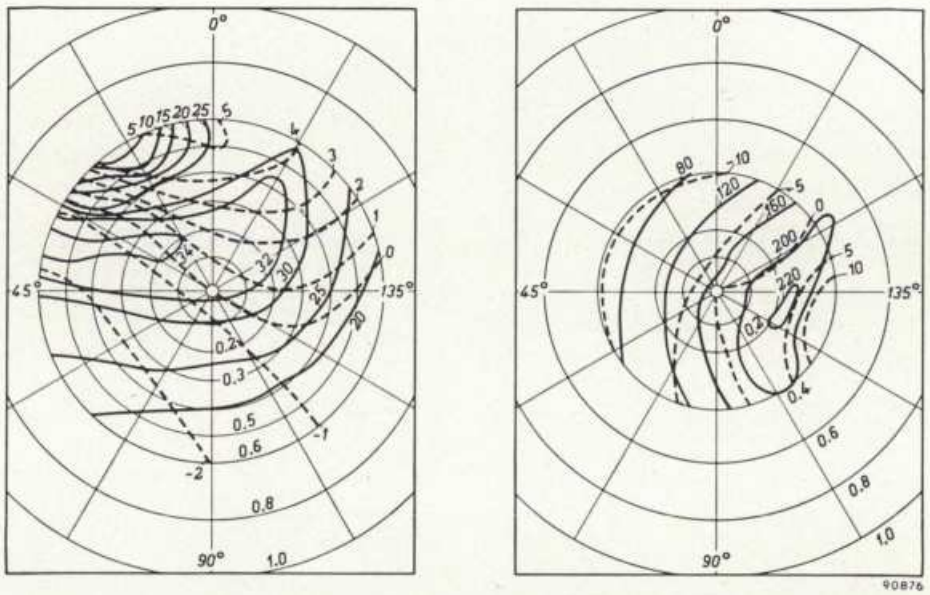


Fig. 12. Rieke-diagrammen voor de instellingen *B* (links) en *C* (rechts). De lijnen van constant vermogen (in W) zijn getrokken, die van constante frequentieafwijking (in MHz) zijn gestippeld.

de golfgeleider aangesloten belasting [7]). In dit diagram worden lijnen getekend van constant vermogen en van constante frequentievariatie.

In *fig. 12a* is een dergelijk diagram weergegeven voor een volgens de instelling *B* werkende buis, terwijl fig. 12*b* dit diagram toont voor een buis die volgens instelling *C* functioneert.

Wanneer men de belasting zodanig varieert dat de modulus van de reflectiecoëfficiënt 0,2 blijft en het argument alle hoeken tussen 0 en 360° doorloopt, wordt een bepaalde frequentievariatie verkregen, *B* zonder moeilijkheden heeft gewerkt bij een belasting waarbij de staandegolfverhouding in de golfgeleider 7 was. Bij de instelling *C* zijn belastingen gebruikt met een staandegolfverhouding 5.

---

[7]) Zie b.v. D. R. Hamilton, J. K. Knipp en J. B. Horner Kuper, Klystrons and microwave triodes, Radiation Laboratory Series, no. 7, McGraw-Hill, New York 1948, hoofdstuk 15.

Samenvatting. De flexibele wanden, waarvan de meeste afstembare klystrons zijn voorzien, zijn de belangrijkste oorzaak van het ruisen van deze buizen. Daar voor een bepaald toepassingsgebied buizen werden gevraagd met een bijzonder geringe ruis, werd een klystron ontwikkeld dat geen flexibele wanden heeft (dus ook niet mechanisch afstembaar is). Inderdaad bleek deze buis een zeer sterk verminderde ruis te vertonen. De buis kan volgens drie instellingen worden gebruikt en levert hierbij respectievelijk een vermogen van 5 W, 33 W en 200 W. De buis kan in frequentie en in amplitude worden gemoduleerd door variatie van de collectorspanning, en in amplitude ook met de roosterspanning. Met behulp van de laatstgenoemde spanning is tevens via thermische effecten binnen beperkte grenzen afstemming mogelijk.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

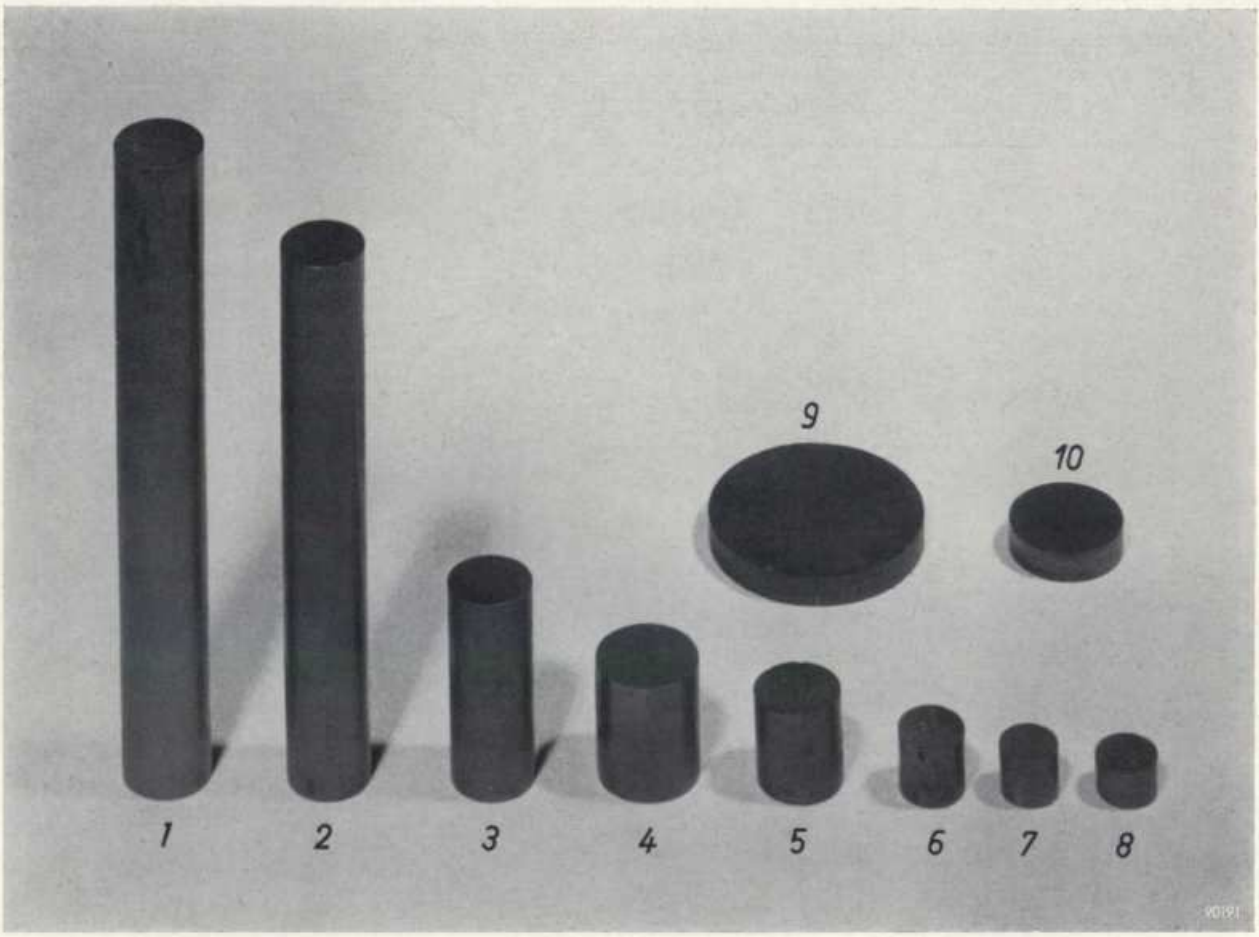
DE ONTWIKKELING DER PERMANENTE MAGNETEN IN VOGELVLUCHT

621.318.2

Voor het beoordelen van de kwaliteit van een materiaal voor permanente magneten zijn de magnetische eigenschappen allereerst van belang. Daarnaast spelen vele andere eigenschappen een rol, zoals de bewerkbaarheid, het bestand zijn tegen oxydatie, de stabiliteit van de magnetische eigenschappen en ten slotte de verkrijgbaarheid van de grondstoffen en de prijs van de magneet.

Wat de magnetische eigenschappen betreft, kan men de kwaliteit van een magneetmateriaal tamelijk goed karakteriseren door de maximale waarde die het produkt van de inductie B en de bijbehorende veldsterkte H bij het doorlopen van de demagnetiseringskromme bereikt. Immers, het produkt $B \times H$ bepaalt de magnetische energie die per volume-eenheid van het magnetische materiaal kan worden verkregen in het magnetische veld in een circuit. Hoe groter $(BH)_{max}$, des te kleiner zal men de magneet voor een voorgeschreven totale magnetische energie (voorgeschreven magnetisch veld) kunnen construeren. Natuurlijk moet men dan de magneet en het magnetische circuit zodanig dimensioneren dat het werkpunt op de demagnetisatiekromme juist het punt wordt waarin het produkt $B \times H$ maximaal is [1]).

Ten einde de ontwikkeling van de permanente magneten, wat betreft de waarde van $(BH)_{max}$, te illustreren, zijn in de bovenstaande foto een reeks magneten afgebeeld van verschillende magnetische materialen, waarvan het volume telkens zodanig werd gekozen dat de totale magnetische energie voor alle magneten even groot is. Bovendien heeft elke afgebeelde magneet een zodanige doorsnede en lengte dat alle magneten dezelfde flux ($B \times$ doorsnede) en dezelfde magnetomotorische kracht



[1]) Voor het berekenen van circuits met permanente magneten zie b.v. A. Th. van Urk, Philips techn. T. 5, 33-40, 1940.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

($H \times$ lengte) leveren, als men onderstelt dat B en H voor elk materiaal beantwoorden aan het werkpunt waarin het produkt $B \times H$ zijn maximale waarde bereikt. Als uitgangspunt voor de keuze van de flux en de magnetomotorische kracht is hierbij een goed berekend luidsprekersysteem gekozen. Natuurlijk zouden de omgerekende magneten niet meer in het magnetische circuit van dat systeem passen, en bij aanpassing van het circuit aan de nieuwe magneten zou men weer de complicatie krijgen dat de spreiding anders uitvalt (zie het in [1]) aangehaalde artikel). Wanneer wij deze correctie buiten beschouwing laten, levert de foto echter een sprekend beeld van de vooruitgang die men door de ontwikkeling van nieuwe materialen heeft weten te bereiken, en tegelijk van de invloed van deze ontwikkeling op de proporties der magneten. Wij willen de foto nog in het kort toelichten (zie ook de onderstaande *tabel*).

Geheel links zien we het oudste magneetstaal, het koolstofstaal, met een $(BH)_{max}$ van $0{,}26 \times 10^6$ gauss $\times$ oersted [2]). Hierop volgt het wolfraamstaal (nagenoeg identiek met het chroomstaal, beide ontwikkeld vóór de eerste wereldoorlog) met een $(BH)_{max}$ van $0{,}36 \times 10^6$. In 1917 kwam het Honda-staal, dat kobalt bevatte, met een veel hogere waarde van $(BH)_{max}$: voor de afgebeelde magneet van staal met 35% kobalt bedraagt deze $0{,}9 \times 10^6$. Dit staal week dusdanig af van de toen bekende staalsoorten, niet alleen in de vereiste afmetingen maar ook in prijs (kobalt is ongeveer $100\times$ zo duur als zuiver ijzer), dat men het eerst na jaren algemeen begon in te voeren — voor een belangrijk deel onder invloed van de toen jeugdige radioindustrie, die voor haar luidsprekers om sterkere en daarbij kleinere en lichtere magneten vroeg. De vierde magneet op de foto is van het zg. Mishima-staal, ontwikkeld in Japan in 1933, een magneetlegering op nikkel-aluminium-ijzerbasis met een weer iets hogere $(BH)_{max}$, nl. $1{,}05 \times 10^6$; de prijs van zulk een magneet bedraagt ongeveer een derde van die van een gelijkwaardige kobaltstalen magneet. Langs experimentele weg, nl. door het bijlegeren van voornamelijk kobalt, titaan en koper en door een nauw omschreven warmtebehandeling, konden de eigenschappen van dit staal verder worden verbeterd. Zo kwam men tot „Ticonal" II met een $(BH)_{max}$ van $1{,}8 \times 10^6$, dat omstreeks 1936 in produktie werd genomen.

In 1938 werd een zeer belangrijke stap in de ontwikkeling der magneetstalen in het Philips-laboratorium gezet, toen Jonas voor bepaalde goed gedefinieerde legeringsgroepen, die nikkel, kobalt, aluminium, koper en ijzer bevatten (en eventueel andere elementen, b.v. titaan), een warmtebehandeling in een magnetisch veld invoerde [3]). Hierdoor werd de waarde van $(BH)_{max}$ opgevoerd tot ruim 5×10^6 („Ticonal" G, zesde magneet van links). Deze stap was zo belangrijk dat nog heden ten dage ongeveer de helft van de totale magnetenproduktie der wereld volgens dit procédé wordt gemaakt.

In de jaren na 1933 werd er over de gehele wereld hard aan de problemen van het magnetisme gewerkt. Het inzicht in de verschijnselen werd verdiept door onderzoekers als Néel, Snoek, Kersten en vele anderen, en er werden verschillende nieuwe materialen gevonden, zoals de ijzer-kobalt-molybdeniumlegeringen van Sykes en Köster, het cunico en cunife van Dannöhl e.a., de kobalt-platinalegeringen van Jellinghaus, het „Vicalloy" van Nesbitt e.a., de poedermagneten van Néel en het „Bismanol" (bismut-mangaan-legering) van Guillaud en het Naval Ordnance Laboratory te Washington. Op grond van kostprijs- en/of bruikbaarheidsoverwegingen vonden deze materialen echter slechts in hoogst enkele gevallen toepassing.

Het duurde tot 1949 eer $(BH)_{max}$ weer een trap hoger gebracht kon worden. De gebruikelijke „Ticonal" legering werd op een bijzondere wijze uit de smelt tot stolling gebracht, waardoor een zekere kristaloriëntatie werd verkregen. Door op dergelijke magneten de reeds bekende warmtebehandeling toe te passen, werden in het laboratorium zeer hoge waarden van $(BH)_{max}$, tot $8{,}4 \times 10^6$, bereikt. Het bleek mogelijk deze materialen ook op grotere schaal te produceren en hierbij waarden van $(BH)_{max}$ van $6{,}5$ à $7{,}5 \times 10^6$ te realiseren [4]).

Inmiddels gaat het streven om $(BH)_{max}$ nog op te voeren steeds verder. Het record stond de laatste jaren op naam van de Amerikaanse General Electric Co. met een kobalt-platinalegering. Deze was veel eerder door Jellinghaus beschreven, maar door de legering te onderwerpen aan een warmtebehandeling waarbij een ordening in het kristal-

[2]) Met het oog op de vastgewortelde gewoonte het produkt $(BH)_{max}$ in gauss $\times$ oersted te geven, hebben wij in dit artikel afgezien van het toepassen van het Giorgi-systeem van eenheden. In de verdere tekst laten wij bij het vermelden van waarden van $(BH)_{max}$ de eenheden weg.

[3]) Ned. octrooi no. 53734; B. Jonas en H. J. Meerkamp van Embden, Philips techn. T. **6**, 8-11, 1941. Kort tevoren hadden Oliver en Shedden (Nature **142**, 209, 1938) soortgelijke proeven gedaan met reeds toegepaste magneetlegeringen, waarbij een zeer geringe verbetering optrad. Op grond van een onjuiste interpretatie van het verschijnsel zetten deze onderzoekers hun waarnemingen toen niet voort.

[4]) Ned. octrooi no. 71925.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Nadere gegevens van de materialen waaruit de op de foto afgebeelde permanente magneten zijn vervaardigd. De magneet 7a is niet in de foto opgenomen, het materiaal is wèl in de tekst besproken.

No. op foto	Jaar	Benaming	Magnetische eigenschappen					Afmetingen der magneten		
					in optimale werkpunt					
			B_{rem} in gauss	$H_{coërc}$ in oersted	B in gauss	H in oersted	$(BH)_{max}$ in 10^6 gauss × oersted	diameter in mm	lengte in mm	gewicht in gram
1	1880	Koolstofstaal	10000	50	5400	48	0,26	19	136	294
2	1900	Wolfraamstaal	11000	70	6000	56	0,34	18	115	225
3	1917	Kobaltstaal 35% (Honda)	9200	240	6000	150	0,90	18	43	83
4	1938	NiAl-legering (Mishima)	6100	480	4050	260	1,05	22	25	69
5	1936	„Ticonal" II	6300	780	5300	340	1,80	19	19	37
6	1937	„Ticonal" G (anisotroop)	13000	580	10000	500	5	14	13	14,5
7	1949	„Ticonal" GG *) (kristaloriënt.)	14500	720	13000	640	8,3	12	10	8,5
7a	1953	„Ticonal" X (grote coërc.)	9000	1250	5000	900	4,5	19,5	7,2	16
8	1956	„Ticonal" XX *)	11800	1315	9200	1200	11,0	14,7	6	7
9	1952	Ferroxdure I	2000	1800	1000	900	0,9	44	7,2	53
10	1954	Ferroxdure II	3750	1300	2640	1100	2,9	27	6	17,2

*) Op laboratoriumschaal bereid materiaal.

rooster optreedt, voerden Martin en Geisler [5]) in 1953 de waarde van $(BH)_{max}$ op tot 9×10^6. Voor een ruime toepassing van dit materiaal is de prijs natuurlijk prohibitief.

In het Philipslaboratorium te Eindhoven is het record thans weer gebroken. Reeds eerder was hier een methode gevonden om de coërcitieve kracht der „Ticonal" legeringen te vergroten. Deze methode bestaat uit een toevoeging van titaan en verhoging van het kobaltgehalte [6]), gecombineerd met een speciale warmtebehandeling [7]). Men kan aldus materialen bereiden („Ticonal" X) met een $H_{coërc}$ van 1300 Oe bij een $(BH)_{max}$ van 4,5 à 5×10^6. Bij pogingen om dit materiaal door gerichte stolling verder te verbeteren, is het kort geleden aan Luteijn en De Vos in dit laboratorium gelukt [8]), door uit te gaan van zeer zuivere grondstoffen en deze te smelten in een beschermende atmosfeer, magneten met een kristaloriëntatie te verkrijgen met een $(BH)_{max}$ van 11×10^6. In de reeks van magneten op onze foto is de meest rechtse, de kleinste van alle, vervaardigd van dit materiaal.

Op de foto zijn nog toegevoegd twee permanente magneten van het keramische (niet-metallieke) materiaal ferroxdure, wederom met dezelfde flux en dezelfde magnetomotorische kracht, dus ook met dezelfde magnetische energie, als de overige afgebeelde magneten. Hoewel bij de ontwikkeling van ferroxdure [9]) geheel andere overwegingen voorzaten dan het bereiken van extreem hoge waarden van $(BH)_{max}$, is het toch instructief, deze magneten in de vergelijking te betrekken: de relatief kleine remanentie en de buitengewoon grote coërcitieve kracht van ferroxdure maken dat de staafmagneet waarvan we uitgingen, tot een schijf wordt. De $(BH)_{max}$ van ferroxdure I ligt in de buurt van $0{,}9\times10^6$; bij ferroxdure II is deze waarde door richten van de deeltjes van het gemalen materiaal in een magnetisch veld, vóór het sinteren, inmiddels opgevoerd tot boven 3×10^6 (maximaal $3{,}8\times10^6$). Terloops zij vermeld dat de grote coërcitieve kracht van dit materiaal, en ook zijn niet-metalliek karakter, het een uitgebreid veld van specifieke toepassingen hebben doen vinden.

[5]) D. L. Martin en A. H. Geisler, J. appl. Phys. **24**, 498, 1953.
[6]) Ned. octrooien nos. 70092 en 70424.
[7]) Ned. octrooi aangevraagd.
[8]) A. I. Luteijn en K. J. de Vos, Philips Res. Rep. **11**, 489-490, 1956 (no. 6).
[9]) J. J. Went, G. W. Rathenau, E. W. Gorter en G. W. van Oosterhout, Philips techn. T. **14**, 33-48, 1952; A. L. Stuijts, G. W. Rathenau en G. H. Weber, Philips techn. T. **16**, 189-195, 1954.

H. J. MEERKAMP van EMBDEN.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

DE LAGENTRANSISTOR ALS NETWERKELEMENT BIJ LAGE FREQUENTIES

II. VERVANGSCHEMA'S EN AFHANKELIJKHEID DER *h*-PARAMETERS VAN HET INSTELPUNT

door J. P. BEIJERSBERGEN, M. BEUN en J. te WINKEL. 621.375.4

Dit artikel beoogt in de eerste plaats duidelijk te maken hoe de, in een voorafgaand artikel besproken, h-parameters van een lagentransistor afhangen van de gelijkstroominstelling en van de temperatuur. Voor dit doel wordt gebruik gemaakt van een zg. „fysisch" vervangschema. Om de plaats te kunnen aangeven die dit schema inneemt ten opzichte van andere vervangschema's die voor transistors mogelijk zijn, bevat het artikel tevens beschouwingen over vervangschema's in het algemeen.

Men maakt voor een transistor dikwijls gebruik van een elektrisch vervangschema. Zo'n schema is steeds een netwerk samengesteld uit lineaire elementen (weerstanden, zelfinducties, capaciteiten, stroom- en spanningsbronnen enz.), en kan dus de transistor slechts vervangen voor zover deze als lineair element kan worden opgevat. Een vervangschema is dan ook slechts representatief voor het wisselstroomgedrag van de transistor; het gelijkstroomgedrag blijft geheel buiten beschouwing. Hetzelfde is trouwens het geval bij vervangschema's voor buizen.

De elektrotechnicus die transistors in de praktijk toepast, beoogt met het invoeren van een vervangschema, een beter overzicht van zijn schakelingen te verkrijgen. De eigenschappen van de transistor gaan dan niet meer schuil achter een weinig zeggend symbool, maar zijn in het vervangschema vastgelegd door elementen waarvan men het gedrag kent, waar men getalwaarden bij kan schrijven, en die men kwalitatief en kwantitatief kan vergelijken met andere elementen in de schakeling. Voor een dergelijke toepassing zijn verschillende vervangschema's mogelijk. Men zal trachten de keuze aan te passen bij de rest van de schakeling om zo een maximum aan overzichtelijkheid en eenvoud te bereiken.

Wij beginnen met enige opmerkingen over vervangschema's die uit dit oogpunt geschikt zijn. Daarna zullen wij een zg. „fysisch" vervangschema bespreken, dat wij voor een geheel ander doel zullen gebruiken, nl. om af te leiden hoe de *h*-parameters van een transistor afhangen van de gelijkstroominstelling en van de temperatuur.

Dit artikel is een vervolg op een eerder verschenen artikel[1]) (verder geciteerd als I) waarin een overzicht werd gegeven van de karakteristieken van transistors en van de drie mogelijke schakelingen als vierpool (nl. de schakeling met gemeenschappelijke emissor, basis of collector) en een beschouwing werd gewijd aan de transistor als lineaire vierpool, speciaal in de schakeling met gemeenschappelijke emissor. Hierbij werd gebruik gemaakt van de *h*-parameters, die, rechts boven, een index e, b of c krijgen naar gelang zij betrekking hebben op de schakeling met gemeenschappelijke emissor, basis of collector. Evenals in I beperken we ons tot zo lage frequenties dat geen fazeverschillen tussen de verschillende stromen en spanningen optreden. In de vervangschema's treden dan geen zelfinducties of capaciteiten op.

Voor de praktijk in aanmerking komende vervangschema's

Het aantal mogelijke schema's is zeer groot. Om te beginnen, kan men voor iedere lineaire vierpool (we behoeven dus niet speciaal aan een transistor te denken) een vervangschema opstellen door uit te gaan van een stel vierpoolvergelijkingen. Drukt men de ingangsspanning v_1 en de uitgangsstroom i_2 uit in de ingangsstroom i_1 en de uitgangsspanning v_2, dan krijgt men de vierpoolvergelijkingen in de vorm:

$$\left.\begin{aligned} v_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}v_2, \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}v_2, \end{aligned}\right\} \quad \ldots \quad (1)$$

[1]) J. P. Beijersbergen, M. Beun en J. te Winkel, De lagentransistor als netwerkelement bij lage frequenties, I. Karakteristieken en *h*-parameters, Philips techn. T. **18**, 329-341, 1956 (no. 11). In dit artikel zijn de volgende correcties nodig: De laatste zin van het onderschrift van fig. 7 op blz. 334 moet vervallen. In tabel II op blz. 338 zijn in de noemer van de formule voor G in de linkerkolom de haakjes weggevallen om de uitdrukking $(1 + h_{22}R_l)$; in de rechterkolom moet de teller van de formule voor A_v luiden $h_{22}R_l$, terwijl in de noemer de factor h_{22} moet vervallen. Op blz. 340 linkerkolom moeten in de bovenste alinea de laatste drie zinnen door de volgende twee worden vervangen: Bij transistors in de schakeling met gemeenschappelijke emissor neemt inderdaad r_i toe als R_l afneemt (zie het voorbeeld van de OC 71 in fig. 10*a*) en men zou dus kunnen vrezen dat de in de aanhef van deze paragraaf genoemde conclusie niet steeds juist zou zijn. Het blijkt echter dat deze vrees, althans bij lagentransistors, nooit bewaarheid wordt.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

waarin de h-parameters optreden. In *fig. 1* zijn deze vergelijkingen „vertaald" in een vervangschema. Inderdaad vindt men, door van dit schema uitgaande de uitdrukkingen voor v_1 en i_2 op te schrijven, de vierpoolvergelijkingen (1) terug. Van de zes manieren waarop men de vierpoolvergelijkingen kan schrijven (men kan op zes manieren uit de vier variabelen v_1, v_2, i_1 en i_2 een tweetal als onafhankelijke kiezen),

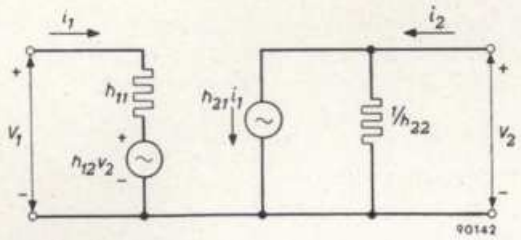


Fig. 1. Men kan een vervangschema opstellen voor een lineaire vierpool door uit te gaan van een stel vierpoolvergelijkingen. Hier zijn de vergelijkingen met de h-parameters „vertaald" in een vervangschema. In de ingangsketen treedt een spanningsbron (sterkte $h_{12}v_2$), in de uitgangsketen een stroombron (sterkte $h_{21}i_1$), op.

leiden er vier tot een vervangschema, alle van het type van fig. 1, nl. met twee energiebronnen. (Het stel vergelijkingen dat i_2 en v_2 uitdrukt in i_1 en v_1, leidt niet tot een vervangschema, evenmin als het stel dat i_1 en v_1 uitdrukt in i_2 en v_2.) De mogelijkheden zijn hiermee echter niet uitgeput. Een actieve lineaire vierpool wordt door vier grootheden bepaald; ieder vervangschema moet derhalve vier elementen bevatten, waarvan er — wegens het actief zijn — op zijn minst één een energiebron moet zijn. Omgekeerd echter kan ieder schema dat aan deze voorwaarden voldoet, in het algemeen als vervangschema voor een actieve lineaire vierpool dienen. Er bestaat dus ook een categorie van vervangschema's met slechts één energiebron en drie weerstanden.

Om te beoordelen welk schema — hetzij met twee energiebronnen of met één — voor een bepaald geval het beste is, dient men, vooral als het gecompliceerde gevallen betreft, over een aanzienlijke ervaring te beschikken. Persoonlijke smaak en inzicht geven vaak de doorslag. Veelal doet men, indien men slechts incidenteel met berekeningen aan transistorschakelingen te maken heeft, verstandig het schema te kiezen waarmee men het beste vertrouwd is, zonder zich te veel het hoofd te breken over de vraag of bij een andere keuze de berekeningen wellicht een eleganter aanzien zouden krijgen.

Kiest men een schema met één energiebron, dan kan men de drie weerstanden in ster of in driehoek tekenen. De eerste mogelijkheid leidt tot de zg. T-, de tweede tot de zg. Π-schema's. De meest gebruikelijke schema's zijn het T-schema van *fig. 2a* en het Π-schema van fig. 2*b* [2]). In fig. 2*a* is de energiebron een spanningsbron, uitgedrukt in de ingangsstroom, en geplaatst aan de uitgangszijde, dus in serie met r_2. In fig. 2*b* is de energiebron een stroombron, uitgedrukt in de ingangsspanning, en eveneens geplaatst aan de uitgangszijde, nl. parallel aan de weerstand $1/y_2$.

Motivering van de voorkeur voor de schema's van fig. 2

Naast de twee genoemde kan men nog andere T- en Π-schema's construeren door de energiebron anders te kiezen. Men moet wat deze bron betreft verscheidene beslissingen nemen: zal men een stroom- of een spanningsbron nemen, zal men de sterkte ervan evenredig stellen met een der stromen of met een der spanningen die bij de vierpool betrokken zijn; welke stroom of spanning kiest men hiervoor en, ten slotte, waar zal men de energiebron plaatsen? Wij zullen de vele mogelijke combinaties niet systematisch nagaan, maar wel zullen we enige argumenten geven om de voorkeur voor de schema's van fig. 2*a* en *b* te rechtvaardigen.

Het betreft hier vierpolen die als versterker optreden en waarbij men de terugwerking van de uitgang op de ingang slechts als een correctie wil opvatten. Is er geen terugwerking, dan moet men de energiebron aan de uitgangszijde plaatsen en haar uitdrukken in een der ingangsgrootheden (ingangsstroom of -spanning). De correctie voor de terugwerking wordt in het schema gerepresenteerd door een weerstand r_3 (in fig. 2*a*) resp. $1/y_3$ (in fig. 2*b*). Men laat nu de energiebron op haar plaats aan de uitgangszijde en gaat haar niet verplaatsen naar b.v. de terugkoppeltak, hoewel dit formeel wel mogelijk is.

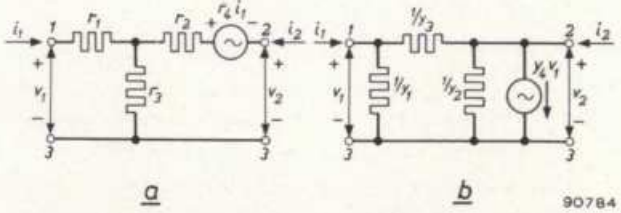


Fig. 2. Een T-vervangschema (*a*) en een Π-vervangschema (*b*) voor een lineaire actieve vierpool.

Een T-schema leent zich in het bijzonder voor gevallen waarbij de elementen van de uitwendige schakeling in serie tussen de vierpoolklemmen zijn geschakeld. In overeenstemming hiermee prefereert men in een T-schema in de regel een spanningsbron

[2]) Om eenvoudige formules te krijgen, werkt men, wanneer men van een Π-schema gebruik maakt, graag met admittanties y (de weerstandswaarden zijn dus $1/y$). De wenselijkheid hiervan blijkt b.v. in de formules (2) en (3).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

als energiebron, want deze past in het karakter van de serieschakeling. Heeft men een T-schema gekozen, dan kan men de spanningen vlot uitdrukken in de stromen, mits men de sterkte van de energiebron evenredig stelt met een stroom, en dit is in fig. 2*a* dan ook gedaan.

Een ∏-schema is zeer geschikt wanneer de elementen van de uitwendige schakeling parallel tussen de vierpoolklemmen zijn geschakeld. De stroombron parallel aan $1/y_2$ past in dit systeem. Bij een ∏-schema kan men de stromen vlot uitdrukken in de spanningen, mits de sterkte van de energiebron evenredig is gesteld met een spanning, wat in fig. 2*b* dan ook is gedaan.

Men kan echter, als men wil, van bovengenoemde regels afwijken. Zo ziet men, als de vierpool een transistor in de schakeling met gemeenschappelijke emissor of met gemeenschappelijke basis voorstelt, vaak een T-schema gebruiken waarin de spanningsbron in serie met r_2 (zie fig. 2*a*) is vervangen door een stroombron parallel aan deze weerstand [3]). Drukt men de sterkte van deze stroombron uit in de *h*-parameters van de vierpool, dan blijkt deze sterkte $i_1(h_{21} + h_{12})/(1 - h_{12})$ te zijn. Voor een transistor in de genoemde twee schakelingen is dit nagenoeg gelijk aan $h_{21}i_1$, dus aan de stroomversterkingsfactor maal de ingangsstroom. Dit heeft het voordeel dat nu de stroomversterkingsfactor h_{21}, die in deze schakelingen dikwijls zo'n belangrijke rol speelt (zie b.v. I, blz. 336), expliciet in het schema optreedt. De opvatting dat het T-schema met stroombron parallel aan r_3 voorkeur zou verdienen omdat dit schema nauw zou samenhangen met de fysische werking van een transistor, is echter onjuist.

Berekening van de elementen van een vervangschema

Heeft men voor een vierpool een vervangschema gekozen, dan moet men, om dit schema praktisch te gebruiken, de numerieke waarden der erin voorkomende elementen kennen. Deze elementen zal men in het algemeen niet rechtstreeks kunnen meten. In fig. 2*a* zou voor rechtstreekse metingen het knooppunt toegankelijk moeten zijn, en dit is, wanneer de vierpool b.v. bestaat uit een transistor, zeker niet het geval: dit knooppunt correspondeert dan immers niet met een werkelijk bestaande aansluiting. Men heeft derhalve formules nodig die de elementen van het gekozen vervangschema uitdrukken in grootheden die wel gemakkelijk meetbaar zijn. Betreft het een transistor, dan komen hiervoor de h^e-parameters in aanmerking (zie I, blz. 339) of de, eveneens gemakkelijk meetbare, h^b-parameters.

De afleiding van dergelijke formules levert geen principiële moeilijkheden op. De algemene gang van zaken zullen wij met een tweetal voorbeelden toelichten.

Stel dat we de elementen van het vervangschema van fig. 2*b* willen uitdrukken in de *h*-parameters van dezelfde vierpool. Uit fig. 2*b* volgt:

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= v_1y_1 + (v_1 - v_2)y_3 = (y_1 + y_3)v_1 - y_3v_2, \\ i_2 &= v_2y_2 + y_4v_1 + (v_2 - v_1)y_3 = \\ &= (y_4 - y_3)v_1 + (y_2 + y_3)v_2. \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Vervolgens drukken we, uitgaande van (1), de stromen i_1 en i_2 nogmaals uit in v_1 en v_2, waarbij de coëfficiënten functies worden van de *h*-parameters. Door de overeenkomstige coëfficiënten in de twee stellen vergelijkingen aan elkaar gelijk te stellen, vinden we vier vergelijkingen, waaruit we de onbekende elementen oplossen. Het resultaat, dat is samengevat in *tabel I*, eerste kolom, geldt voor iedere vierpool. Stelt de vierpool een transistor in de schakeling met gemeenschappelijke emissor voor, dan zijn zekere verwaarlozingen mogelijk (tweede kolom).

Als voorbeeld van een gecompliceerder geval nemen we aan, dat we het schema van fig. 2*b* willen gebruiken voor een transistor in de schakeling met gemeenschappelijke basis (*fig. 3a*, de elementen zijn in deze figuur voorzien van een index b rechts boven), terwijl we slechts de h^e-parameters kennen. We moeten dan de elementen van fig. 3*a* uitdrukken in

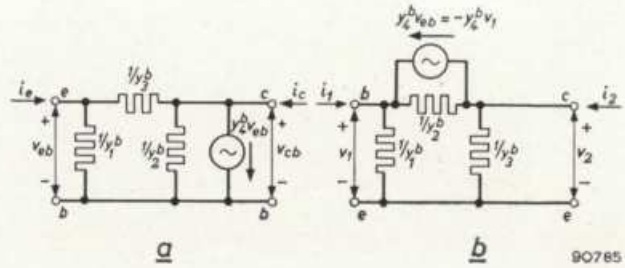


Fig. 3. *a*) Het ∏-vervangschema van fig. 2*b*, bedoeld voor een transistor, en getekend met een dubbele klem aan de basis. *b* basis-, *e* emissor-, *c* collectorklem.
b) Hetzelfde schema als in (*a*), maar nu getekend met een dubbele klem aan de emissor.

deze h^e-parameters. (De formules van tabel I, eerste kolom, zijn nu niet bruikbaar: zij leveren ons natuurlijk deze elementen uitgedrukt in de h^b-parameters.) Om de gewenste formules af te leiden, merken we op, dat, hoewel de besproken vervangschema's, overeenkomstig het algemene gebruik, getekend zijn als vierpolen, zij eigenlijk driepolen voorstellen: de klemmen 3 (zie fig. 2*a* en *b*) corresponderen met één aansluiting. Het schema van fig. 3*a* stelt dan ook de transistor (eveneens een driepool) voor, onafhankelijk van de wijze waarop deze is geschakeld. Om de

[3]) Een spanningsbron (sterkte *E*) met een weerstand *R* in serie, is equivalent met een stroombron (sterkte E/R) met dezelfde weerstand *R* parallel. Men controleert dit gemakkelijk door de open spanning en de kortsluitstroom in de twee gevallen te vergelijken.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Tabel I. 1e kolom: De elementen van het Π-vervangschema voor een vierpool (zie fig. 2*b*), uitgedrukt in de *h*-parameters van dezelfde vierpool.
2e kolom: Hetzelfde, maar nu is de vierpool een transistor in de schakeling met gemeenschappelijke emissor (index e rechts boven bij alle grootheden). Daar $h_{12}^e \ll 1$, zijn enige vereenvoudigingen mogelijk.
3e, resp. 4e kolom: De elementen van het Π-vervangschema, uitgedrukt in de h^e-parameters van een transistor, als het vervangschema deze transistor voorstelt in de schakeling met gemeenschappelijke basis, resp. collector.
Onder elk der kolommen is nog de steilheid *S* opgenomen.

Willekeurige lineaire vierpool	Transistorschakeling met gemeenschappelijke:		
	emissor	basis	collector
$y_1 = \dfrac{1-h_{12}}{h_{11}}$	$y_1^e = \dfrac{1-h_{12}^e}{h_{11}^e} \approx \dfrac{1}{h_{11}^e}$	$y_1^b = \dfrac{h_{21}^e+1}{h_{11}^e}$	$y_1^c = \dfrac{h_{12}^e}{h_{11}^e}$
$y_2 = h_{22} - \dfrac{h_{12}}{h_{11}}(h_{21}+1)$	$y_2^e = h_{22}^e - \dfrac{h_{12}^e}{h_{11}^e}(h_{21}^e+1)$	$y_2^b = \dfrac{h_{12}^e}{h_{11}^e}$	$y_2^c = h_{22}^e + \dfrac{h_{21}^e}{h_{11}^e}(1-h_{12}^e) \approx \dfrac{h_{21}^e}{h_{11}^e}$
$y_3 = \dfrac{h_{12}}{h_{11}}$	$y_3^e = \dfrac{h_{12}^e}{h_{11}^e}$	$y_3^b = h_{22}^e - \dfrac{h_{12}^e}{h_{11}^e}(h_{21}^e+1)$	$y_3^c = \dfrac{1-h_{12}^e}{h_{11}^e} \approx \dfrac{1}{h_{11}^e}$
$y_4 = \dfrac{h_{12}+h_{21}}{h_{11}}$	$y_4^e = \dfrac{h_{12}^e+h_{21}^e}{h_{11}^e} \approx \dfrac{h_{21}^e}{h_{11}^e}$	$y_4^b = -\dfrac{h_{12}^e+h_{21}^e}{h_{11}^e} \approx -\dfrac{h_{21}^e}{h_{11}^e}$	$y_4^c = -\dfrac{h_{12}^e+h_{21}^e}{h_{12}^e} \approx -\dfrac{h_{21}^e}{h_{11}^e}$
$S = y_4 - y_3$	$S = y_4^e - y_1^e \approx y_3^e$	$S = y_4^b - y_3^b \approx y_4^b$	$S = y_4^c - y_3^c \approx y_4^c$

voorgenomen berekening uit te voeren, tekenen we het schema van fig. 3*a* nog eens, maar nu met de emissor in plaats van de basis voorzien van een dubbele klem (fig. 3*b*). Vervolgens drukken we v_1 en v_2 uit in i_1 en i_2, waarbij we er gebruik van maken dat in fig. 3*b* geldt: $v_1 = v_{be} = -v_{eb}$. We vinden:

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= v_1 y_1{}^b + (v_1 - v_2) y_2{}^b + y_4{}^b v_1 = \\ &= (y_1{}^b + y_2{}^b + y_4{}^b)\, v_1 - y_2{}^b v_2, \\ i_2 &= v_2 y_3{}^b - y_4{}^b v_1 + (v_2 - v_1) y_2{}^b = \\ &= -(y_2{}^b + y_4{}^b) v_1 + (y_2{}^b + y_3{}^b) v_2. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

De coëfficiënten van v_1 en v_2 stellen we weer gelijk aan die welke we uit (1) krijgen als we i_1 en i_2 met behulp van de h^e-parameters uitdrukken in v_1 en v_2. Het aldus verkregen viertal vergelijkingen gebruiken we om de onbekende y^b's uit te drukken in de h^e-parameters (tabel I, derde kolom).

Tabel II. Getalwaarden die uit de formules van tabel I volgen voor een Philipstransistor OC 71. Bij een gelijkstroominstelling gegeven door $I_c = -3$ mA en $V_{ce} = -2$ V, geldt voor deze transistor: $h_{11}^e = 800\ \Omega$, $h_{12}^e = 5{,}4 \times 10^{-4}$, $h_{21}^e = 47$; $h_{22}^e = 88 \times 10^{-6}\ \Omega^{-1}$. De steilheid *S* blijkt onafhankelijk te zijn van de schakeling.

	Schakeling met gemeenschappelijke:		
	emissor	basis	collector
y_1	$1{,}25 \times 10^{-3}\ \Omega^{-1}$	$6 \times 10^{-2}\ \Omega^{-1}$	$6{,}7 \times 10^{-7}\ \Omega^{-1}$
y_2	$4{,}8 \times 10^{-5}\ \Omega^{-1}$	$6{,}7 \times 10^{-7}\ \Omega^{-1}$	$6 \times 10^{-2}\ \Omega^{-1}$
y_3	$6{,}7 \times 10^{-7}\ \Omega^{-1}$	$4{,}8 \times 10^{-5}\ \Omega^{-1}$	$1{,}25 \times 10^{-3}\ \Omega^{-1}$
y_4	$5{,}9 \times 10^{-2}\ \Omega^{-1}$	$-5{,}9 \times 10^{-2}\ \Omega^{-1}$	$-5{,}9 \times 10^{-2}\ \Omega^{-1}$
S	59 mA/V	59 mA/V	59 mA/V

Op analoge wijze kunnen we, als fig. 2*b* de transistor in de schakeling met gemeenschappelijke collector voorstelt, de elementen, dat zijn de y^c's, in de h^e-parameters uitdrukken (tabel I, vierde kolom). In *tabel II* zijn de getalwaarden gegeven die uit de formules van tabel I volgen voor een Philips transistor OC 71 bij een gebruikelijke gelijkstroominstelling. Met nadruk zij hier herhaald dat de formules uit tabel I slechts betrekking hebben op enige vrij willekeurig gekozen voorbeelden; deze formules zijn niet belangrijker dan andere, die men, naar behoefte, op analoge wijze kan afleiden.

Steilheid bij een transistor in de drie beschouwde schakelingen

Heeft men de elementen van een bepaald vervangschema berekend voor alle drie de schakelingen van een transistor (zoals hier is gebeurd in de laatste drie kolommen van tabel I), dan kan men hiervan gebruik maken om de eigenschappen van dezelfde transistor in zijn verschillende schakelingen onderling te vergelijken. Als voorbeeld zullen we laten zien dat bij een transistor de steilheid *S*, als we afzien van het teken, in alle drie de schakelingen nagenoeg (maar niet exact) dezelfde waarde heeft. Voor iedere vierpool geldt, zoals direct volgt uit de tweede vergelijking (2) door hierin $v_2 = 0$ te stellen, dat $S = (i_2/v_1)_{v_2=0} = y_4 - y_3$. Uit tabel I volgt dat y_4 voor alle drie de schakelingen exact dezelfde waarde heeft (afgezien van het teken). Bovendien blijkt uit tabel II dat bij gemeenschappelijke collector y_3 ca. 2% bedraagt van y_4 en bij de twee andere schakelingen veel

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

minder. Derhalve is S vrijwel gelijk aan y_4 en dus eveneens onafhankelijk van de schakeling. Ook volgt hieruit dat men, als fig. 2*b* een transistor voorstelt, de sterkte van de stroombron gelijk mag stellen aan Sv_1.

Vervangschema met fysische achtergrond voor een lagentransistor

De elementen die in een willekeurig vervangschema optreden, kan men in het algemeen niet rechtstreeks in verband brengen met de fysische factoren die de werking van een transistor bepalen, zoals de eigenschappen van het transistormateriaal, de geometrie van de transistor, de gelijkstroominstelling en de temperatuur. Er bestaat voor een lagentransistor echter een schema waarbij dit wèl het geval is. De invloed van de genoemde factoren op de elementen van dit „fysische" schema kan men overzien. Het schema zelf is voor praktische toepassing te weinig handelbaar. Men kan echter de elementen van praktisch belangrijke schema's uitdrukken in die van het fysische schema, en aldus ook voor de praktische schema's de invloed van de fysische factoren op de elementen nagaan. Wij zullen voor de afleiding van het fysische schema gebruik maken van de resultaten verkregen in een eerder in dit tijdschrift verschenen artikel [4]) (verder te citeren als II), waarin de fysische grondslagen van de transistorwerking werden behandeld.

We denken ons een transistor geschakeld als vierpool met gemeenschappelijke basis. De ingangsspanning V_{eb} en de uitgangsspanning V_{cb} identificeren we resp. met de spanningen over de P-N-overgangen tussen emissor en basis en tussen collector en basis (*fig. 4*; met hoofdletters V en I worden de gelijkspanningen en -stromen bedoeld, met kleine letters v en i de hierop gesuperponeerde wisselspanningen en -stromen). Dit komt niet geheel overeen met de werkelijkheid doordat er steeds een zekere inwendige basisweerstand is; hier komen we later op terug. In II is afgeleid [5]) dat de ingangsweerstand voor wisselstroom bij kortgesloten uitgang, d.w.z. bij constant gehouden V_{cb}, wordt gegeven door:

$$R_0 = \frac{kT}{qI_e} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

(k is de constante van Boltzmann, T de absolute temperatuur, q de absolute waarde van de elektron-

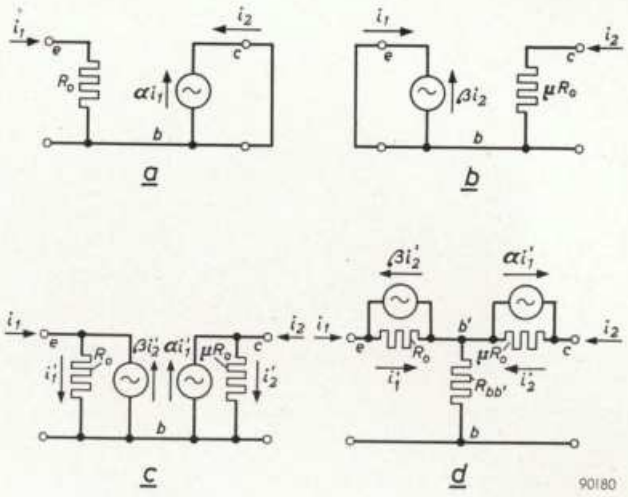


Fig. 5. *a*) Vervangschema voor een lagentransistor, zonder inwendige basisweerstand, dat geldt bij kortgesloten uitgang in de schakeling met gemeenschappelijke basis en waarin de waarde der elementen gemakkelijk uit de fysische werking van de transistor kan worden afgeleid. α is de „fysische" stroomversterkingsfactor.
b) Hetzelfde bij kortgesloten ingang (voor de waarde van μ zie formule (5)). β is het basisrendement.
c) Vervangschema dat ontstaat door combinatie van (*a*) en (*b*). De stroombronnen zijn uitgedrukt in de stromen door de weerstanden, welke stromen ter onderscheiding van de in- en de uitgangsstroom hier van een accent zijn voorzien.
d) Het vervangschema (*c*) gecompleteerd met de inwendige basisweerstand $R_{bb'}$.

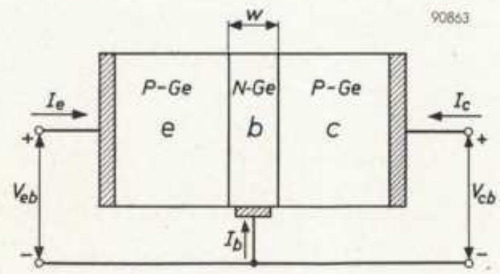


Fig. 4. Schematische voorstelling van een P-N-P-lagentransistor. Tussen de emissor e en de collector c, beide van P-germanium, bevindt zich de dunne basis b (dikte w) van N-germanium. De drie gedeelten bezitten elk hun eigen aansluiting.

lading). De uitgangskortsluitstroom is $-\alpha i_1$, waarin het positieve getal α de in II uitvoerig besproken (fysische) stroomversterkingsfactor is [6]). De situatie bij voor wisselstroom kortgesloten uitgang wordt derhalve correct weergegeven door het schema van *fig. 5a*.

[4]) F. H. Stieltjes en L. J. Tummers, Eenvoudige theorie van de lagentransistor, Philips techn. T. **17**, 201-214, 1955.

[5]) Zie II, blz. 212, tweede kolom. Het bedoelde artikel bevat hier twee storende drukfouten: in de twaalfde regel van onder moet $(\partial I_e/\partial V_e)_{V_c}$ worden vervangen door $(\partial V_e/\partial I_e)_{V_c}$, en in de elfde regel van onder moet qI_e/kT worden vervangen door kT/qI_e. Bovendien moet op blz. 208, eerste kolom, veertiende regel van boven, β worden vervangen door γ.

[6]) Zie II, blz. 208, speciaal formule (13), waarin de invloed van verschillende fysische grootheden op α tot uitdrukking is gebracht. Behalve de daar genoemde grootheden heeft ook de stroomdichtheid invloed op α. Deze invloed is door F. H. Stieltjes en L. J. Tummers uitvoerig besproken in Philips techn. T. **18**, 20-27, 1956 (no. 1).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Ook de situatie waarbij de ingang voor wisselstroom is kortgesloten, terwijl aan de uitgang een wisselspanning op de gelijkspanning is gesuperponeerd, leent zich voor een fysische beschouwing (zie Aanhangsel). Het blijkt dat nu de verhouding tussen uitgangswisselspanning en -stroom — dat is dus de uitgangsweerstand bij kortgesloten ingang — wordt gegeven door μR_0, waarin:

$$\mu = \frac{2qw}{kT}\sqrt{\frac{qn_D|V_{cb}|}{2\varepsilon}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

(w is de dikte van de basis (zie fig. 4), n_D het concentratieoverschot van de donors boven de acceptors in de basis [7]), ε de diëlektrische constante van het transistormateriaal). Aan de ingangszijde vloeit een kortsluitstroom die $-\beta i_2$ bedraagt, waarin β het in II besproken basisrendement is [8]). Deze situatie wordt weergegeven in fig. 5*b*. Het algemene geval wordt gegeven door fig. 5*c*. Men lette erop dat in dit gecombineerde schema de stroombronnen niet zijn uitgedrukt in de in- en de uitgangsstroom i_1 en i_2, maar in de stromen die door de weerstanden vloeien en die, ter onderscheiding, van accenten zijn voorzien. Men gaat gemakkelijk na dat bij kortsluiting aan de uitgang, resp. aan de ingang, fig. 5*c* overgaat in fig. 5*a*, resp. in fig. 5*b*.

De meeste in de praktijk toegepaste transistors (ook b.v. alle Philips transistors) zijn lagentransistors van het zg. legeringstype. Hiervan is *fig. 6* een schematische voorstelling. Zo'n transistor bestaat uit een eenkristal van *N*-germanium (als het een *P-N-P*-transistor betreft) in de vorm van een plaatje, waarvan rechts en links (fig. 6*b*) een gedeelte tot *P*-germanium is gemaakt door het te legeren met een materiaal dat als acceptor werkzaam is, b.v. indium. Een overschot van dit materiaal steekt aan weerszijden uit en wordt gebruikt om er de emissor- en de collectoraansluiting in te bevestigen. De basisstroom wordt toegevoerd via het basiscontact, dat aan de rand van het kristalplaatje is gesoldeerd. De basisstroom ondervindt in het kristal, op zijn weg naar de eigenlijke basis tussen emissor en collector, een zekere weerstand, die het grootste gedeelte vormt van de zg. inwendige basisweerstand. Een klein gedeelte is te wijten aan de omstandigheid dat de basisstroom parallel aan de *P-N*-overgangen moet vloeien om zich te verdelen over de gehele werkzame doorsnede van de transistor. Het blijkt dat we de inwendige basisweerstand op bevredigende wijze in het vervangschema kunnen verdisconteren met een constante weerstand $R_{bb'}$ in serie met het basispunt in fig. 5*c*. Dit punt, dat in het in fig. 5*d* voorgestelde complete schema met b' is aangegeven, noemt men dikwijls de „inwendige basis"; het correspondeert niet met een aanwijsbaar punt in het transistorkristal. Het spreekt vanzelf dat $R_{bb'}$ groter zal zijn naarmate het geleidingsvermogen van het basismateriaal geringer is.

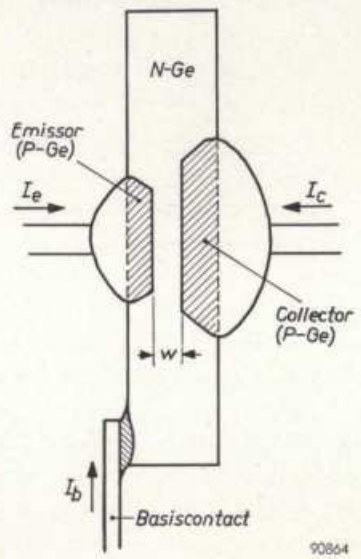


Fig. 6. Schematische voorstelling van een *P-N-P*-lagentransistor van het zg. legeringstype. Tot dit type behoren de meeste in de praktijk gebruikte transistors, o.a. alle Philips transistors.

Afhankelijkheid der h^e-parameters van de gelijkstroominstelling en van de temperatuur

Om te onderzoeken hoe de h^e-parameters — de elementen dus van het vervangschema van fig. 1 — afhangen van de gelijkstroominstelling en van de temperatuur, drukken we deze parameters uit in de elementen van het fysische vervangschema. Dit gebeurt op soortgelijke wijze als waarop we eerder de elementen van een vervangschema hebben uitgedrukt in de h^e-parameters. De resultaten hiervan zijn samengevat in *tabel III*.

Tabel III. De h^e-parameters van een transistor uitgedrukt in de elementen van het „fysische" vervangschema van fig. 5*d*. De benaderingen zijn mogelijk doordat $\mu \gg 1$ en tevens $(1-\beta) \ll 1$ en $(1-\alpha) \ll 1$ terwijl $(1-\alpha) > (1-\beta)$.

$$h^e_{11} = R_{bb'} + \frac{\mu R_0}{1-\beta+(1-\alpha)\mu} \approx R_{bb'} + \frac{R_0}{1-\alpha}.$$

$$h^e_{12} = \frac{1-\beta}{1-\beta+(1-\alpha)\mu} \approx \frac{1-\beta}{\mu(1-\alpha)}.$$

$$h^e_{21} = \frac{\mu\alpha-1}{1-\beta+(1-\alpha)\mu} \approx \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

$$h^e_{22} = \frac{1-\alpha\beta}{1-\beta+(1-\alpha)\mu}\frac{1}{R_0} \approx \frac{1-\alpha\beta}{1-\alpha}\frac{1}{\mu R_0}.$$

[7]) Zie voor de begrippen „donor" en „acceptor" b.v. J. C. van Vessem, Werking en constructie van germaniumdiodes, Philips techn. T. **16**, 230-241, 1954, speciaal blz. 231 en 232.

[8]) Zie II, pag. 208, formule (12), voor de invloed van verschillende grootheden op β. Ook β wordt door de stroomdichtheid beïnvloed; men zie hiervoor het in noot [6]) genoemde artikel.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Bij de gelijkstroominstellingen en temperaturen die voor transistors gebruikelijk zijn, mogen α, β en $R_{bb'}$ gewoonlijk als constanten worden behandeld. Dit betekent een aanzienlijke vereenvoudiging, daar we nu alleen de invloed van R_0 en van μ op de h^e-parameters in aanmerking behoeven te nemen. Het gelijkstroominstelpunt wordt vastgelegd door de uitgangsgelijkstroom I_c en de uitgangsgelijkspanning V_{ce} (zie I, blz. 334). Nu is, afgezien van het teken, $I_c \approx I_e$ en $V_{ce} \approx V_{cb}$ (zie I, blz. 330), en dus volgt uit (4) dat R_0 omgekeerd evenredig is met I_c en recht evenredig met T, en uit (5) dat μ recht evenredig is met $\sqrt{|V_{ce}|}$ en omgekeerd evenredig met T. We zien dan uit tabel III dat h^e_{21} onafhankelijk is van het instelpunt en ook van de temperatuur; h^e_{11} is onafhankelijk van de instelspanning, maar bevat, behalve een constant gedeelte ($R_{bb'}$), ook een gedeelte dat omgekeerd evenredig is met de instelstroom en recht evenredig met de temperatuur; h^e_{12} is omgekeerd evenredig met de wortel uit de instelspanning, recht evenredig met de temperatuur, maar onafhankelijk van de instelstroom; h^e_{22} is omgekeerd evenredig met de wortel uit de instelspanning, recht evenredig met de instelstroom, maar onafhankelijk van de temperatuur. Van deze conclusies is vooral van praktisch belang die omtrent h^e_{11} (de ingangsweerstand bij kortgesloten uitgang), nl. dat h^e_{11} afneemt met toenemende collectorgelijkstroom. Dit zal b.v. blijken in een binnenkort in dit tijdschrift te publiceren artikel over een hoortoestel met transistors.

Wij vestigen nog de aandacht op de eenvoudige samenhang tussen de stroomversterkingsfactor h^e_{21} (in de literatuur wordt voor h^e_{21} vaak het symbool α' of ook α_{cb} gebruikt) voor de schakeling met gemeenschappelijke emissor en de fysische stroomversterkingsfactor α. Daar α steeds weinig kleiner is dan 1, is h^e_{21} steeds aanzienlijk groter dan 1 — een feit dat ook in het artikel II reeds ter sprake is gekomen.

In de praktijk zijn de relatieve variaties van de absolute temperatuur slechts klein. Uit het bovenstaande volgt dus dat de rechtstreekse invloed van de temperatuur op het wisselstroomgedrag van een transistor slechts gering is. Echter kan de temperatuur, afhankelijk van de wijze waarop de transistor voor gelijkstroom is geschakeld, aanzienlijke invloed hebben op de gelijkstroominstelling en zo langs een omweg toch grote invloed op het wisselstroomgedrag uitoefenen. Dit punt en andere kwesties die samenhangen met de invloed van de temperatuur op het instelpunt, zullen het onderwerp vormen van een derde en laatste artikel in deze serie over de lagentransistor als netwerkelement bij lage frequenties.

Aanhangsel: De verdiscontering van het Early-effect in het fysische vervangschema

De uitdrukking (4) voor de weerstand R_0 en die voor de stroombron in fig. 5*a*, nl. αi_1, konden we rechtstreeks aan de in II gegeven theorie ontlenen; de uitdrukkingen voor de weerstand en de stroombron in fig. 5*b* hebben echter nog een fysische rechtvaardiging van node. Om deze te geven, is in *fig.* 7 het uit II bekende concentratieverloop AB van de minderheidsladingsdragers (gaten) in de basis van een P-N-P-transistor getekend. Aan de emissorzijde heeft deze concentratie een grote waarde $p(e)$, die bepaald wordt door de over de P-N-overgang tussen emissor en basis in de doorlaatrichting aangelegde spanning V_{eb}; bij de collector wordt zij, door een flinke spanning in de keerrichting over de P-N-overgang tussen collector en basis, vrijwel op nul gefixeerd. De gatenstroom die van de emissor oversteekt naar de collector, is een diffusiestroom en is op iedere plaats evenredig met de concentratiegradiënt. Houdt men V_{eb} constant, dan is $p(e)$ constant;

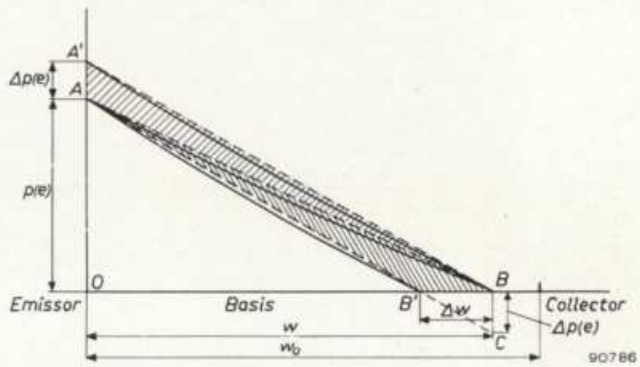


Fig. 7. Het verloop AB (getrokken lijn) van de gatenconcentratie in de basis van een P-N-P-transistor gaat bij een vergroting van V_{eb} en constant gehouden V_{cb} over in $A'B$ en, bij constant gehouden V_{eb} en vergroting van V_{cb} (in absolute waarde), in AB'. De gearceerde driehoeken stellen de veranderingen voor van het basisverlies; in het eerste geval neemt dit verlies toe, in het tweede geval neemt het af.

varieert men gelijktijdig V_{cb}, dan varieert de concentratiegradiënt in de basis — en daarmee de gatenstroom — doordat het punt B in fig. 7 in horizontale richting verschuift (dit is het zg. Early-effect, zie II, blz. 214). De afstand tussen het punt B waar de gatenconcentratie nul is en het eigenlijke grensvlak tussen basis en collector is namelijk, in het gebied van spanningen waarin we werken, gelijk aan $b\sqrt{|V_{cb}|}$, waarin de constante b gelijk is aan [9]):

$$b = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qn_D}}. \quad \ldots\ldots\ldots \quad (6)$$

Is dus w_0 de basisdikte, gerekend tot het grensvlak tussen basis en collector, en w de effectieve basisdikte, gerekend tot het punt B, dan is:

$$w = w_0 - b\sqrt{|V_{cb}|}. \quad \ldots\ldots\ldots \quad (7)$$

De uitgangsweerstand bij kortgesloten ingang is:

$$R_u = 1\Big/\left(\frac{\partial I_c}{\partial V_{cb}}\right)_{V_{ce}},$$

en het komt er dus op aan $(\partial I_c/\partial V_{cb})_{V_{ce}}$ te berekenen. Daar de elektronenstroom bij de collector constant is (zie II, blz. 207,

[9]) W. Shockley, Bell Syst. tech. J. **28**, 450, 1949.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

tweede kolom), behoeven we hier alleen rekening te houden met de gatenstroom. Deze stroom, I_c^+, is evenredig met de concentratiegradiënt van de gaten ter plaatse van de collector, welke gradiënt bij benadering wordt gegeven door $p(e)/w$, en bedraagt:

$$I_c^+ \approx -q\, D_p \frac{p(e)}{w} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (8)$$

(D_p is de diffusieconstante voor gaten.) Doordat op de weg van emissor naar basis voortdurend wat gaten verloren gaan door recombinatie met elektronen, is het concentratieverloop in de basis niet geheel lineair. Hierdoor is de gradiënt bij de emissor iets groter, bij de collector iets kleiner dan $p(e)/w$ (zie fig. 7). Voor de berekening van R_u is de uitdrukking (8) voor I_c^+ echter voldoende nauwkeurig. Door deze uitdrukking te differentiëren naar V_{cb}, daarbij gebruik makend van (7), vindt men:

$$R_u = \frac{2w\sqrt{|V_{cb}|}}{b(-I_c^+)}.$$

Daar $-I_c^+ \approx I_e$, wordt

$$R_u = \frac{2w\sqrt{|V_{cb}|}}{bI_e},$$

wat men kan schrijven als: $R_u = \mu R_0$, met de in (5) en (4) gegeven waarden van μ en R_0.

Ook de sterkte van de stroombron in fig. 5*b* kunnen we vaststellen met behulp van fig. 7. Dat het nodig is hier een stroombron te introduceren, volgt uit het feit dat bij constant gehouden ingangsspanning V_{eb} en variërende uitgangsspanning V_{cb} niet alleen de uitgangsstroom I_c, maar ook de ingangsstroom I_e varieert (terugwerking). Zoals reeds besproken, varieert dan namelijk de gatenstroom door de basis. Gingen er in de basis geen gaten verloren, dan zouden collector- en emissorstroom (afgezien van het teken) beide veranderen met hetzelfde bedrag als de gatenstroom in de basis. De sterkte van de stroombron zou dan exact i_2 moeten zijn. Het basisverlies maakt echter een correctie noodzakelijk. Om deze correctie te kunnen vaststellen, brengen we in herinnering dat de oppervlakte onder de concentratielijn AB in fig. 7, welke oppervlakte we gelijk mogen stellen aan die van driehoek ABO, een maat is voor het basisverlies (zie II, blz. 208). Verschuift nu B naar B' (doordat V_{cb} wordt gevarieerd) terwijl A op zijn plaats blijft (doordat V_{eb} constant wordt gehouden), dan neemt de gatenstroom globaal toe met een bedrag i^+ dat evenredig is met de toeneming van de gemiddelde gradiënt. Bij de emissor is de toeneming echter iets kleiner dan bij de collector, want het basisverlies is afgenomen met de oppervlakte van driehoek $AB'B$. Reeds eerder werd opgemerkt dat aan de collectorzijde de elektronenstroom constant is, zodat de verandering van de gatenstroom hier tevens de totale stroomverandering is. Bij constant gehouden V_{eb} geldt bovendien hetzelfde aan de emissorzijde. We zien dus dat ook de totale emissorstroom minder verandert dan de totale collectorstroom, zodat de coëfficiënt van i_2 bij de stroombron in fig. 5*b* kleiner dan 1 moet zijn. Dat deze coëfficiënt juist gelijk is aan het basisrendement β, volgt uit de volgende overweging. Houden we B op zijn plaats (doordat V_{eb} constant wordt gehouden) en verschuift A naar een punt A', zodanig dat $A'B$ evenwijdig is aan AB (doordat we V_{eb} met een geschikt bedrag veranderen), dan is de gemiddelde gradiënt van de gatenconcentratie toegenomen met hetzelfde bedrag als in het voorgaande geval, en de gatenstroom is dus eveneens globaal toegenomen met hetzelfde bedrag i^+. Bij de emissor is nu echter de toeneming juist iets groter dan bij de collector, want het basisverlies is toegenomen met de oppervlakte van driehoek $AA'B$. De oppervlakten van de driehoeken $AA'B$ en $AB'B$ zijn weer in eerste benadering gelijk, daar hun verschil (nl. de oppervlakte van driehoek $B'BC$) klein is van hogere orde. De verandering van het verlies, betrokken op de verandering van de gatenstroom, is dus in beide gevallen even groot. In het tweede geval was deze relatieve verliesverandering gelijk aan $1 - \beta$ (dit is nl. de definitie van β), zodat hetzelfde geldt in het eerste geval. Aan de stroombron in fig. 5*b* moet men dus inderdaad de sterkte βi_2 toekennen.

Samenvatting. Voor een transistor, opgevat als lineair netwerkelement, zijn vele vervangschema's mogelijk. Gewoonlijk wil men zo'n schema gebruiken om een overzicht te krijgen van het gedrag van een transistor in een bepaalde schakeling. Het heeft dan geen zin te trachten een „fysisch" vervangschema te vinden. Men kieze in zo'n geval een schema dat is aangepast bij de schakeling waarin de transistor is opgenomen. De meest gebruikelijke schema's voor dit doel worden genoemd, terwijl wordt toegelicht in welke opzichten de genoemde schema's de voorkeur verdienen boven andere mogelijkheden. Vervolgens wordt een fysisch vervangschema afgeleid, d.w.z. een schema dat een nauw verband vertoont met de fysische werking van de transistor. Hiervan wordt gebruik gemaakt om te onderzoeken hoe de *h*-parameters voor de schakeling met gemeenschappelijke emissor afhangen van de gelijkstroominstelling en van de temperatuur. In een aanhangsel wordt nader toegelicht hoe de invloed van het Early-effect in het fysische vervangschema tot uitdrukking komt.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

OVERZICHT VAN RECENTE WETENSCHAPPELIJKE PUBLIKATIES DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

Van deze publikaties, voor zover niet met een sterretje * gemerkt, verstrekt de Administratie van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven, op aanvrage overdrukken.

2364: A. L. Stuijts: Sintering of ceramic permanent magnetic material (Trans. Brit. Ceramic Soc. **55**, 57-74, 1956, no. 1).

Het keramische magnetische materiaal „ferroxdure" wordt bereid door sinteren. Om goede magnetische eigenschappen te krijgen, is het nodig het sinteringsproces zo te laten verlopen dat een grote dichtheid wordt verkregen, terwijl toch de massa blijft bestaan uit deeltjes (kristallieten) met afmetingen in de grootte-orde van 1 μ. Deze eisen worden toegelicht aan de hand van de theorie van het ferromagnetisme van ferroxdure. Daarna wordt behandeld op welke wijze men in de praktijk aan de gestelde eisen kan voldoen. Het blijkt nodig de te sinteren massa zeer snel te verhitten en de hoogste temperatuur slechts korte tijd te handhaven. Ook is het gunstig als de samenstelling iets afwijkt van de stoechiometrische. Bij het sinteren zijn twee typen kristalgroei waargenomen: een continue en een discontinue. De oorzaak van discontinue groei is waarschijnlijk het optreden van een tweede faze. De magnetische eigenschappen kunnen aanzienlijk worden verbeterd door de kristallieten te richten, wat kan worden gedaan door een pasta van het te sinteren poeder te persen terwijl het zich in een magneetveld bevindt. Zie ook Philips techn. T. **16**, 189-195, 1954.

2365: J. S. C. Wessels en R. van der Veen: The action of some derivatives of phenylurethan and of 3-phenyl-1,1-dimethylurea on the Hill reaction (Biochim. biophys. Acta **19**, 548-549, 1956, no. 3).

Bij onderzoekingen betreffende de invloed van enige derivaten van fenylurethaan en van 3-fenyl-1,1-dimethylureum op de Hill-reactie bleek dat de laatstgenoemde stoffen deze reactie remmen bij lagere concentraties dan de eerstgenoemde. De remmende werking wordt in beide gevallen versterkt als men elektronenaantrekkende groepen in de benzeenkern opneemt. Een mogelijke verklaring voor deze feiten wordt besproken.

2366: J. J. Balder: Verfärbung farbiger Objekte durch die Einwirkung von Tageslicht, Glühlampenlicht und Leuchtstofflampenlicht (Lichttechnik **8**, 57-61, 1956, no. 2).

Van enige gekleurde objecten werd de verkleuring door opvallend licht onderzocht. Vier exemplaren van elk object werden blootgesteld aan vier soorten licht, nl. door vensterglas gefilterd daglicht en licht van resp. gloeilampen, „TL" lampen type „wit-de-luxe" en „TL" lampen type „warmwit-de-luxe". De belichting (verlichtingssterkte $\times$ tijd) bedroeg in alle gevallen 8 miljoen lux-uren. De opgetreden verkleuring werd door drie personen visueel beoordeeld, nadat door vergelijking met objectieve kleurmetingen gebleken was dat deze methode inderdaad geoorloofd is. De gemiddelde verkleuring van alle objecten door een gegeven lichtsoort werd gebruikt als maat voor de verkleurende eigenschappen van de desbetreffende lichtsoort. Door vensterglas gefilterd daglicht bleek veruit de sterkst verkleurende werking te hebben; dan komt „TL" licht wit-de-luxe, daarna gloeilampenlicht, terwijl „TL" licht warmwit-de-luxe het minst verkleurend werkt.

2367*: J. Hermsen, A. M. J. Jaspers, P. Kraayeveld en K. van Duuren: New Geiger tube designs, hollow anode and parallel plate counters (Proc. int. conf. peaceful uses atomic energy, gehouden te Genève in aug. 1955, deel 14, blz. 275-276, uitgegeven te New York, 1956).

Korte mededeling over de ontwikkeling van geigertellers die, wat hun geometrie betreft, aanzienlijk afwijken van de gangbare typen. Deze afwijkingen zijn mogelijk gemaakt door het gebruik van halogeengasvullingen voor lage spanningen. In een der typen is de anode, die normaal bestaat uit een dunne draad, uitgevoerd als een buis (inwendige diameter 23 mm). Het te onderzoeken radioactieve materiaal wordt in deze buis gebracht, waardoor een veel groter gedeelte dan gewoonlijk van de uitgezonden straling wordt gevangen. Bij een ander type bestaan de elektrodes uit twee parallelle vlakke platen. De eigenschappen der tellers worden met grafieken toegelicht.

2368: J. A. Kok: Experiments with gas-filled triodes (Appl. sci. Res. **5B**, 445-453, 1956, no. 6).

Beschrijving van experimenten waarbij de verschillende ontladingsvormen in met gas gevulde triodes werden onderzocht. De belangrijkste parameters zijn: de katode-emissie, de afstanden tussen

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

de elektrodes, de afmetingen van de roostermazen, de elektrodepotentialen, de gasdruk en de differentiële ionisatiefunctie van het gas. De spanningsval tussen anode en katode kan worden geconcentreerd in een ruimteladingslaag; bevindt deze laag zich bij het rooster, dan kan de anodestroom worden gemoduleerd met betrekkelijk geringe roosterspanningen; bevindt de laag zich op een andere plaats, dan zijn voor de genoemde modulatie veel hogere roosterspanningen nodig.

2369: K. H. Klaassens en C. J. Schoot: Some fluoro-substituted phenoxyacetic acids (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **75**, 186-189, 1956, no. 3).

Beschrijving van de bereiding van 2,4-dichloor-6-fluorfenoxyazijnzuur, 2,4-dichloor-3-fluorfenoxyazijnzuur en 2,4-dichloor-5-fluorfenoxyazijnzuur.

2370: C. J. Schoot en K. H. Klaassens: 5,7-dichlorocoumaran-3-one (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **75**, 190-92, 1956, no. 3).

Beschrijving van de bereiding van 5,7-dichloorcumaronon-3.

2371: J. F. Klinkhamer: Reflectionless transmission through $2n$-terminal pair networks (Proc. symp. mod. network synthesis, gehouden in het Polytechnic Inst. Brooklyn, april 1955).

Verscheidene auteurs hebben eigenschappen van $2n$-polen afgeleid door een generalisering van overeenkomstige eigenschappen van tweepolen. In dergelijke gevallen voert men, in plaats van de scalaire stromen en spanningen die bij tweepolen optreden, stroom- en spanningsvectoren in, terwijl impedantiematrices de normale scalaire impedanties vervangen. Op soortgelijke wijze zijn in dit artikel, door generalisering van een beschouwing over een keten van vierpolen, een „spiegelimpedantie" en een „transmissieconstante" in matrixvorm gedefinieerd voor een keten van $4n$-polen. Beide aldus gevonden matrices blijken voor positieve waarden van het reële deel van de frequentieparameter ondubbelzinnig door deze bepaald te zijn. De eigenvectoren van de transmissiematrix kunnen worden opgevat als afzonderlijke lopendegolfverschijnselen voor de keten, elk met zijn eigen demping en fazedraaiing.

2372: C. Z. van Doorn en D. de Nobel: Luminescence, transmission and width of the energy gap of CdTe single crystals (Physica **22**, 338-342, 1956, no. 4).

De luminescentie van een reeks CdTe-eenkristallen, die optreedt na bestraling met ultraviolet, en ook indien over een P-N-overgang in zo'n kristal een spanning in de doorlaatrichting wordt gezet, werd gemeten bij 77 °K en 20 °K. De luminescentie vertoonde een maximum bij resp. 8880 Å en 8820 Å. Deze golflengten bleken vrijwel onafhankelijk van de aard der meerderheidsladingsdragers (elektronen of gaten) en van hun aantal, en zij corresponderen waarschijnlijk met een directe overgang van de geleidings- naar de valentieband. De verandering per °K van de afstand tussen deze banden werd gemeten bij diverse temperaturen en bleek te variëren van $2{,}34\times10^{4}$ eV/°K bij 77 °K tot $5{,}44\times10^{4}$ eV/°K bij 800 °K.

2373: J. L. Ouweltjes en W. L. Wanmaker: Contributions to the problem of non-stoichiometry in oxygen-dominated phosphors (J. Electrochem. Soc. **103**, 160-165, 1956, no. 3).

De ervaring leert dat zuurstofhoudende fosforen die een hoog quantumrendement vertonen, steeds een samenstelling hebben die afwijkt van de stoechiometrische. Dit wordt gewoonlijk verklaard met de hypothese dat de fouten in het kristalrooster, waarmee deze afwijking van de stoechiometrie gepaard gaat, essentieel zijn om luminescentie te verkrijgen. In dit artikel wordt de opvatting verdedigd dat een ideaal — dat is dus tevens een stoechiometrisch — kristal het hoogste rendement zou leveren. In verband met de eis van gemakkelijke applicatie worden de fosforen echter meestal vervaardigd bij een zo lage temperatuur dat niet alle grondstoffen volledig aan de reactie deelnemen (de evenwichtstoestand wordt dus meestal niet bereikt). Daarom kan het gunstig zijn bepaalde grondstoffen in overmaat toe te voegen.

De wijze waarop de activatoratomen in het kristal worden opgenomen, de invloed van afzonderlijke fazen die ultraviolette straling absorberen, en van de reactiviteit van de samenstellende grondstoffen, worden besproken, evenals het probleem van de homogeniteit van de fosforen. De discussie steunt in hoofdzaak op ervaring opgedaan bij de bestudering van fosforen voor „TL" lampen.

2374*: H. J. G. Meyer: Some aspects of electron lattice interaction in polar crystals (Dissertatie Amsterdam, 1956).

In dit proefschrift (Universiteit van Amsterdam) worden, vanuit een theoretisch standpunt, de verschijnselen behandeld die berusten op de wisselwerking van de roostertrillingen met die elektronen welke niet tot het elektrische geleidingsvermogen bijdragen. Deze elektronen kunnen worden verdeeld

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

in twee groepen, nl. de elektronen die aan een lokale verstoring van het perfecte rooster (stoorcentrum) zijn gebonden, en de elektronen die met een positief „gat in de volle band" tot een beweeglijk exciton zijn verbonden (resp. deel I en II van het proefschrift). In deel I wordt een uitvoerig overzicht gegeven van de invloed die roostertrillingen hebben op overgangen van stoorcentrumelektronen, zowel op overgangen welke met straling gepaard gaan als op die welke zonder straling tot stand komen. Hierbij wordt aangenomen — evenals trouwens in deel II — dat alle roostertrillingen die met het elektron in wisselwerking staan, dezelfde frequentie hebben. In deel II wordt op basis van een „effectieve massa-benadering" onderzocht welke invloed de (dispersieloos veronderstelde) roostertrillingen hebben op de toestanden van een exciton. De inhoud van dit deel is vrijwel gelijkluidend met die van een vroegere publikatie van de auteur (zie deze overzichten no. **2353**).

2375: K. H. Klaassens en C. J. Schoot: The reaction between silver phosphate and substituted phenoxyacetyl chlorides (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **75**, 264-270, 1956, no. 4).

Beschrijving van de reactie van zilverfosfaat met een aantal gesubstitueerde fenoxyacetylchlorides. In alle gevallen kwam koolmonoxyde vrij. In sommige gevallen bleek het mogelijk na afloop van de reactie een stof met formule R-O-CH_2-O-CO-CH_2-O-R te isoleren (R stelt een gesubstitueerde fenylgroep voor). De overige verbindingen vormen harsen van het fenolformaldehydesoort; onder bepaalde omstandigheden is het echter mogelijk een o-hydroxybenzylalcohol te identificeren. Een mogelijk reactiemechanisme wordt besproken.

2376: C. J. Schoot en K. H. Klaassens: Plant growth activity and chemical structure (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **75**, 271-278, 1956, no. 4).

Een hypothese betreffende de chemische structuur van groeistoffen en hun groeibevorderende werking wordt naar voren gebracht. De inzichten van Hansch en Muir, van Smith en Wain en van Leaper en Bishop worden gecorreleerd; als basis hiervoor dient de reactie tussen zilverfosfaat en fenoxyacetylchlorides (beschreven in een ander artikel van dezelfde auteurs, zie deze overzichten no. **2375**). De aryloxyazijnzuren, de arylazijnzuren en de arylcarbonzuren worden in hetzelfde schema ondergebracht. Enige aandacht wordt besteed aan de invloed van de substituenten in de fenoxyazijnzuren. De regel van Leaper en Bishop wordt gegeneraliseerd.

2377: J. de Jonge en R. Dijkstra: Some photochemical properties of alkali salts of aryldiazosulphonic acids (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **75**, 290-300, 1956, no. 4).

Naar de mening van de auteurs zijn de structuur van de labiele vorm van een aryldiazosulfonaat en de uitwerking van licht op een stabiel diazosulfonaat nog niet geheel opgehelderde zaken. Uit proeven kan worden afgeleid dat een stabiel diazosulfonaat, opgelost in water, onder de invloed van licht wordt getransformeerd in een stof die op zijn minst gedeeltelijk, en misschien zelfs wel geheel, is gedissocieerd in diazoniumionen en sulfietionen. Voor een aantal diazoniumsulfonaten is het quantumrendement bepaald.

2378: E. G. Dorgelo: Über die Technologie von Magnetrons und Klystrons (Vakuum-Technik **5**, 166-176, 1956, no. 8).

In een inleiding worden conventionele buizen (triodes, tetrodes) vergeleken met magnetrons en klystrons wat betreft hun toepassing bij radar. Daarna volgt een beschrijving van de constructie van enige typische buizen. Het leeuwedeel van het artikel gaat over technologische problemen die zich voordoen bij de vervaardiging van magnetrons en klystrons. Detailkwesties zullen worden besproken in een volgend artikel.

Verschenen is:

J. Czech: The cathode ray oscilloscope. Circuitry and practical applications (Philips' Technische Bibliotheek, Meulenhoff & Co., Amsterdam 1957, XII + 338 blz., 404 figuren).

Bovengenoemd boek [1]) is in de eerste plaats bedoeld als inleiding voor hen die zich op het gebied van de katodestraaloscillografie willen gaan bewegen. Het omvat 22 hoofdstukken, verdeeld over vier secties. Sectie I geeft een beschrijving van de katodestraalbuis en de katodestraaloscillograaf, sectie II houdt zich bezig met de meettechniek, sectie III geeft een aantal toepassingsvoorbeelden, en in sectie IV behandelt de schrijver drie ontwerpen. Vele figuren, waaronder honderden oscillogrammen, lichten het besprokene toe. Het boek wordt besloten met een uitvoerige bibliografie en een alfabetische index.

[1]) Oorspronkelijk verschenen in het Duits (uitgever: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlijn-Borsigwalde).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!